



Titre: Conception et caractérisation d'une antenne active en technologie uniplanaire
Title:

Auteur: Remus Teodorescu
Author:

Date: 2000

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Teodorescu, R. (2000). Conception et caractérisation d'une antenne active en technologie uniplanaire [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal].
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8821/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8821/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Unspecified
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET CARACTÉRISATION D'UNE
ANTENNE ACTIVE EN TECHNOLOGIE UNIPLANAIRE

REMUS TEODORESCU
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
FÉVRIER 2000



**National Library
of Canada**

**Acquisitions and
Bibliographic Services**

**395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

**Bibliothèque nationale
du Canada**

**Acquisitions et
services bibliographiques**

**395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada**

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-53603-3

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION ET CARACTÉRISATION D'UNE
ANTENNE ACTIVE EN TECHNOLOGIE UNIPLANAIRE

présenté par: TEODORESCU Remus
en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès science appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Rénato G., MSc.A., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. ZHU Lei, Ph.D., membre

À mon père. Iulian. à ma mère. Elena et à Andreca

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier le professeur Ke Wu pour avoir accepté d'être mon directeur de recherche et pour m'avoir encouragé et conseillé au cours de ce projet. Je tiens aussi à le remercier pour l'aide financière qu'il m'a octroyée.

Je remercie également Monsieur Jules Gauthier pour ses nombreux conseils pratiques, pour la fabrication des différents circuits et surtout pour sa bonne humeur.

Je voudrais en outre remercier mes collègues Mme. Emilia Tatu, M. Chebil Karim, M. Sorin Marcuta, M. Pierre-Richard Renaud, M. Horacio Tertuliano, M. Tiberiu Visan et M. Serioja Tatu pour leur conseils et leur support moral pendant la période de mes études.

Finalement, je remercie tous les gens que j'ai pu rencontrer à PolyGrames et qui ont su créer une excellente atmosphère de travail.

RÉSUMÉ

Ce travail présente une nouvelle topologie d'antenne active uniplanaire réalisée avec des lignes de transmission coplanaires avec plan de masse finit (FGCPW i.e. *Finite Ground Coplanar Waveguide*). L'antenne active est formée d'un dipôle $\lambda/2$ modifié, connecté avec un oscillateur contrôlé en tension.

Un étude du fonctionnement des oscillateurs, ainsi que les méthodes de conception des oscillateurs micro-ondes contrôlés en tension réalisés avec des transistors et diodes varactor sont présentés. Ce mémoire présente, aussi, les méthodes d'extraction des paramètres extrinsèques et intrinsèques des modèles électriques d'un transistor MESFET (i.e. *Metal Semi-Conductor Field-Effect Transistor*) et d'une diode varactor qui sont utilisés dans la conception des oscillateurs contrôlés en tension. Un modèle électrique non-linéaire d'une diode varactor a été obtenu à partir des mesures. La non disponibilité des appareils de mesure nécessaires nous a pas permis de déterminer tous les paramètres du modèle électrique du transistor MESFET et nous avons utilisé le modèle de transistor fourni par le manufacturier.

Deux oscillateurs contrôlés en tension sont conçus, réalisés et mesurés. Le premier oscillateur, réalisé avec des lignes de transmission microrubans, fonctionne dans la bande ISM (i.e. *Industrial Scientific and Medical Band*) à 5.8 GHz fournissant 8.5 dBm de puissance et le deuxième, réalisé avec des lignes de transmission FGCPW, oscille dans une bande de fréquence de 25 MHz à 4 GHz avec une puissance de sortie de 2.67 dBm. Un dipôle $\lambda/2$ modifié, avec une largeur de bande de 13.8 % à 4 GHz est conçu et couplé avec l'oscillateur contrôlé en tension, réalisé avec des lignes de transmission FGCPW, pour former l'antenne active.

L'antenne active uniplanaire présenté constituera l'élément d'un futur réseau d'antennes actives à faisceau contrôlé. Le faisceau de ce réseau d'antennes sera contrôlé avec les déphasages des oscillateurs créés par des impulsions appliquées sur les tensions d'alimentation en courant continu des transistors.

ABSTRACT

This work presents a new topology of coplanar active antenna realized using FGCPW transmission lines (i.e. *Finite Ground Coplanar Waveguide*). The active antenna is made of a modified $\lambda/2$ dipole connected with a voltage controlled oscillator.

A study of oscillators operation, as well as the design methods of the microwaves voltage controlled oscillators using transistors and varactor diodes are presented. This thesis also presents the extraction methods of the extrinsic and intrinsic parameters of the electric models of a MESFET (i.e. *Metal Semi-Conductor Field-Effect Transistor*) and of a varactor diode which are used in the design of the voltage controlled oscillators. A non-linear electric model of a varactor diode was obtained from measurements. The non-availability of the necessary measuring apparatus did not enable us to determine all the parameters of the electric model of the MESFET and we used a electric model provided by a company.

Two voltage controlled oscillators are designed, fabricated and measured. The first one, designed with microstrip transmission lines, operates in the ISM band (i.e. *Industrial Scientific and Medical Band*) providing an output power level of 8.5 dBm at 5.8 GHz. The second, designed with FGCPW transmission lines, oscillates in a 25 MHz frequency band at 4 GHz with an output power level of 2.67 dBm. A modified $\lambda/2$ dipole, with a 13.8 % bandwidth at 4 GHz is designed and coupled with the FGCPW voltage controlled oscillator to create the active antenna.

The coplanar active antenna will be the element of a future beam-steerable active array antenna. The beam steering of this array antenna will be produced by phase shifts of the oscillators induced through the use of impulses applied to the transistors DC supply voltages.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	viii
LISTE DES TABLEAUX	x
LISTE DES FIGURES	xi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xv
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS	xvi
LISTE DES ANNEXES	xvii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : THÉORIE DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES	4
1.1 Introduction	4
1.2 Principes fondamentaux des oscillateurs	4
1.3 Topologies de base des oscillateurs avec des résonateurs LC	7
1.4 Conception des oscillateurs micro-ondes	11
1.5 Oscillateurs contrôlés en tension	15
1.6 Conclusion	17

CHAPITRE 2 : MODÉLISATION DES COMPOSANTS ACTIFS	18
2.1 Introduction	18
2.2 Modèle physique du transistor	18
2.3 Modèle du circuit électrique équivalent	19
2.4 Détermination des paramètres extrinsèques du modèle électrique . .	23
2.4.1 Détermination des résistances et inductances parasites . . .	23
2.4.2 Détermination des capacités parasites	27
2.5 Modélisation des éléments non-linéaires d'un MESFET	32
2.6 Modélisation d'une diode varactor	33
2.7 Conclusion	34
CHAPITRE 3 : RÉALISATIONS	36
3.1 Introduction	36
3.2 Mesures des caractéristiques du transistor et de la diode varactor .	36
3.2.1 Mesure de la caractéristique DC du transistor	36
3.2.2 Mesure des éléments extrinsèques du modèle électrique du transistor	39
3.2.3 Extraction du modèle non-linéaire de la diode varactor . . .	46
3.3 Oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz réalisé avec des lignes de transmission microrubans	50
3.4 Oscillateur réalisé avec des lignes de transmission coplanaires	64
3.5 Antenne active uniplanaire à 4 GHz	75
3.6 Conclusion	87
CONCLUSION	89
BIBLIOGRAPHIE	92
ANNEXES	94

LISTE DES TABLEAUX

3.1	Valeurs des capacités et résistances extraites.	48
3.2	Valeurs des paramètres optimaux pour les équations du C_V et R_p . .	48

LISTE DES FIGURES

1.1	(a) Circuit à rétroaction. (b) Circuit à rétroaction avec sélection de fréquence.	5
1.2	(a) Modèle à une porte. (b) Résonateur LC . (c) Circuit équivalent du résonateur LC	6
1.3	Contrôle automatique du niveau (ALC).	7
1.4	(a) Rétroaction collecteur-base. (b) Rétroaction collecteur-émetteur.	8
1.5	(a) Rétroaction directe collecteur-base. (b) Insertion d'un transformateur d'impédance.	9
1.6	(a) Oscillateur Colpitts. (b) Oscillateur Hartley.	10
1.7	(a) Modèle à une porte. (b) Calcul de l'impédance d'entrée. (c) Insertion d'une inductance en parallèle.	10
1.8	Topologies d'oscillateurs obtenus à partir du circuit de la figure 1.7.	11
1.9	Modèle deux-portes d'un oscillateur.	12
1.10	Modèle d'un oscillateur à une-porte avec résistance négative.	13
1.11	Caractérisation grand signal d'un circuit.	15
1.12	Diodes varactors incorporées dans un résonateur LC	16
1.13	(a) Symbole d'une diode varactor. (b) Modèle d'une diode varactor.	17
2.1	Modèle intrinsèque d'un MESFET.	19
2.2	Modèle électrique complet d'un MESFET.	20
2.3	Détermination de la matrice $[Y]$ des éléments intrinsèques d'un MESFET.	22
2.4	Circuit électrique équivalent d'un <i>cold-FET</i>	23
2.5	$\text{Real}(Z_{11})$ en fonction de $1/I_g$	25
2.6	(a) Configuration du MESFET pour les mesures de n et R_g . (b) Circuit électrique équivalent du transistor dans cette configuration.	26

2.7	Région intrinsèque en dessous de la grille avec caractéristiques électriques symétriques en polarisation directe et inverse.	28
2.8	Caractéristiques $I - V$ d'un MESFET polarisé en direct et en inverse.	30
3.1	Masques des circuits utilisés pour les mesure des caractéristiques du transistor. (a) Mesure des paramètres $[S]$ du transistor. (b)-(c) Mesure du coefficient complexe de propagation. (d) Mesure du coefficient de reflexion d'un trou à la masse. (e) Mesure des paramètres $[S]$ de deux trous à la masse reliés en série.	37
3.2	I_{DS} en fonction de V_{GS}	38
3.3	I_{DS} en fonction de V_{DS}	38
3.4	Configuration du circuit de mesure des paramètres $[S]$ du transistor.	39
3.5	(a) Modèle électrique d'un trou métallisé à la masse. voir figure 3.1(d). (b) Modèle électrique de deux trous métallisés en série. voir figure 3.1(e).	40
3.6	Exemple d'affichage du programme <i>capacites.m</i>	43
3.7	Circuit de mesure de la diode varactor.	47
3.8	Circuit <i>MDS</i> pour l'optimisation de R_p et C_V	47
3.9	Comparaison entre les valeurs C_V et R_p simulées et mesurées.	49
3.10	Comparaison entre les paramètres S mesurés et simulés.	50
3.11	I_{DS} en fonction de V_{GS} (simulation).	52
3.12	I_{DS} en fonction de V_{DS} (simulation).	52
3.13	Circuit d'alimentation <i>CC</i>	53
3.14	Résultats de simulation du circuit d'alimentation <i>DC</i>	53
3.15	Circuit d'alimentation <i>DC</i> de la diode varactor.	54
3.16	Analyse de la stabilité du transistor.	55
3.17	Circuit d'adaptation à la source du transistor.	55
3.18	Schéma du circuit de la simulation grand-signal.	56

3.19 Résultats de la simulation grand signal et de la simulation petit signal du réseau d'adaptation au drain.	57
3.20 Circuit d'adaptation au drain du transistor.	57
3.21 Schéma de l'oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz.	59
3.22 Résultats de la simulation <i>Harmonic Balance</i>	60
3.23 Bruit de phase de l'oscillateur à 5.8 GHz.	60
3.24 Résultats de la simulation de l'oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz.	61
3.25 Comparaison de paramètres [S] donnés par <i>HP</i> , paramètres [S] mesurés au laboratoire et paramètres [S] simulés avec le modèle non-linéaire fourni par <i>HP</i>	62
3.26 Mesure du spectre du signal sortie de l'oscillateur à 5.8 GHz.	63
3.27 Mesure du bruit de phase de l'oscillateur à 5.8 GHz	64
3.28 Mesure de la variation de la fréquence d'oscillation avec la tension de contrôle.	65
3.29 Ligne de transmission coplanaire avec plan de masse fini.	66
3.30 Circuit d'adaptation à la source du transistor.	70
3.31 Résultats de la simulation en <i>Momentum</i> du circuit d'adaptation de la source.	71
3.32 Circuit d'adaptation au drain du transistor.	71
3.33 Résultats de la simulation en <i>Momentum</i> du circuit d'adaptation au drain du transistor.	72
3.34 Oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes de transmission FGCPW.	73
3.35 Mesure du signal de sortie de l'oscillateur avec des lignes de transmission FGCPW.	73
3.36 Mesure du bruit de phase de l'oscillateur à 4 GHz.	74

3.37	Mesure de la variation de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur FGCPW avec la tension de contrôle.	74
3.38	Structure de l'antenne coplanaire.	75
3.39	Impédance d'entrée et pertes de retour de l'antenne simulées en <i>Momentum</i>	77
3.40	Schéma de l'antenne coplanaire adaptée à 50Ω	78
3.41	Impédance d'entrée et pertes de retour de l'antenne adaptée simulées en <i>Momentum</i>	79
3.42	Diagramme de rayonnement dans le plan E simulé en <i>Momentum</i> . .	80
3.43	Diagramme de rayonnement dans le plan H simulé en <i>Momentum</i> . .	81
3.44	Mesure de pertes de retour de l'antenne.	81
3.45	Mesure de pertes de retour de l'antenne ajustée.	82
3.46	Circuit de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne. . . .	83
3.47	Diagramme de rayonnement de l'antenne coplanaire mesuré dans le plan E.	84
3.48	Diagramme de rayonnement de l'antenne coplanaire mesuré dans le plan H.	84
3.49	Schéma de l'antenne active.	85
3.50	Système de mesure du gain de l'antenne coplanaire.	86
3.51	Mesure du signal réceptionné avec l'antenne coplanaire et l'analyseur de spectre.	87
III.1	Schéma bloc d'un transistor MESFET	106

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ALC	Automatic Level Control
BJT	Bipolaire Jonction Transistor
CAO	Conception Assisté par Ordinateur
CC	Courent Continu
CPS	Coplanar Strip Line
CPW	Coplanar Waveguide
F	Farade
FET	Field Effect Transistor
FGCPW	Finite Ground Coplanar Waveguide
HB	Harmonic Balance
HP	Hewlett Packard
HPBW	Half Power Beamwidth
ISM	Industrial Scientific and Medical Band
L	Henry
MDS	Microwave Design System
MESFET	Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor
MHMIC	Microwave Hybrid Integrated Circuits
MMIC	Microwave Integrated Circuits
RF	Radio Fréquence
TOS	Taux d'Ondes Stationnaires

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

c	vitesse de la lumière
f	fréquence
f_0	fréquence centrale
h	hauteur du substrat diélectrique
j	$\sqrt{-1}$
k	facteur de stabilité d'un transistor
Q	facteur de qualité d'un résonateur
$[S]$	matrice des paramètres de dispersion
$[Z]$	matrice des impédances
Z_0	impédance caractéristique d'une ligne de transmission
w	largeur du conducteur central d'une ligne de transmission
$[Y]$	matrice des admittances
Γ	coefficient de réflexion
ϵ_0	constante diélectrique dans le vide
ϵ_{eff}	constante diélectrique efficace
ϵ_r	constante diélectrique relative
γ	coefficient de propagation complexe
λ	longueur d'onde
μ_0	constante magnétique du vide
ω	fréquence angulaire

LISTE DES ANNEXES

Annexe I :	Fiche technique du transistor et de la diode varactor	94
Annexe II :	Résolution de la matrice $[Y]$ des paramètres intrin- sèques	103
Annexe III :	Détermination des capacités parasites	106
Annexe IV :	Programmes <i>MATLAB</i> utilisés lors de l'extraction des éléments parasites du transistor	115

INTRODUCTION

Les antennes actives utilisées aux fréquences micro-ondes font l'objet de recherches intensives depuis des nombreuses années. Les antennes actives sont utilisées dans beaucoup d'applications commerciales et industrielles. Les systèmes radar mobiles, tels que le système de prévention des collisions des automobiles et les systèmes de communication intelligentes, sont des applications avec un potentiel très grand sur le marché et qui sont en plein développement. Les antennes actives offrent, aussi, des avantages potentiels pour les systèmes de communications personnelles, les senseurs et les systèmes de communication dans l'espace. Les contraintes de prix, de fiabilité et de dimensions sont critiques pour ces applications et les antennes actives sont capables de les satisfaire.

L'implémentation du concept des antennes actives dans le domaine des communications est à son début, mais l'idée n'est pas nouvelle. Nous pouvons argumenter que l'introduction de ce concept a été fait par Hertz [7] avec son dipôle transmetteur et son résonateur carré qui servait d'antenne réceptrice. Ni le transmetteur, ni le récepteur n'utilisait des circuits d'adaptation entre les circuits résonants et les terminaux de l'antenne. Le résonateur carré était le seul filtre pour le récepteur. Ce système offrait peu de contrôle sur la stabilité et les harmoniques non désirées.

Des études approfondis sur les antennes actives ont commencé au début des années 60 avec l'apparition des composantes pouvant fournir des puissances micro-ondes considérables. Les chercheurs de l'Université de l'état d'Ohio aux États-Unis ont réussi l'intégration d'une diode ou d'un transistor dans une antenne. En utilisant une diode Tunnel et une antenne spirale, Copeland et Robertson [2], ont réalisé une antenne avec un mélangeur intégré. Ils ont utilisé, aussi, une antenne à onde stationnaire avec une diode Tunnel qui fonctionnait comme un amplificateur d'ondes stationnaires, qu'ils ont appelé '*antennafier*'. Cette '*antennafier*' avait un gain de 10 dB à 420 MHz.

En 1968, Meinke et Landstarfer [13] ont réalisé l'intégration d'un transistor FET, qui fonctionnait comme amplificateur VHF, aux terminaux d'un dipôle. En poursuivant les travaux de Minke et Landstarfer, Ramsdale et Mclean [16] ont utilisés des BJTs (i.e. *Bipolar Junction Transistor*) et des dipôles dans les systèmes de communication. En 1974, Al-Ani, Culen et Forrest [1] ont présenté une méthode de contrôle du faisceau principal d'un réseau d'antennes actives (*beam steering*).

Pendant les années 80, les améliorations des dispositifs semi-conducteurs et des techniques des circuits intégrés ont rendu plus accessibles les fréquences des ondes millimétriques. Les circuits monolithiques ont commencé à remplacer les circuits intégrés hybrides. Les améliorations des techniques de *packaging* ont facilité l'intégration des circuits semi-conducteurs dans les structures des antennes, tout en réduisant leurs effets négatives sur les performances de celles-ci.

L'antenne microruban rectangulaire avec une diode Gunn intégrée, développée par Thomas [20], est considérée comme la première antenne active moderne. Durant la dernière décennie, un bon nombre des configurations d'antennes actives ont été proposées dans différentes revues de spécialité.

L'objectif de ce projet est de concevoir une nouvelle topologie d'antenne active réalisée en technologie uniplanaire. L'idée est de concevoir un dipôle que nous allons connecter directement avec un oscillateur contrôlé en tension en utilisant seulement des lignes de transmission coplanaires. Cette antenne active constituera l'élément principal d'un réseau d'antennes actives à faisceau contrôlé. Le chapitre I de ce mémoire présente les principes de fonctionnement et de conception des oscillateurs contrôlés en tension. Le chapitre II présente les méthodes d'extraction des modèles non-linéaires d'un transistor MESFET et d'une diode varactor qui sont utilisés dans la conception de l'oscillateur contrôlé en tension. Dans le chapitre III, nous présentons deux oscillateurs contrôlés en tension réalisés en technologies différentes et leurs caractéristiques mesurés dans le laboratoire PolyGrames. Le dipôle et l'antenne active qui ont été conçus, réalisés et mesurés sont montrés.

aussi, dans ce dernier chapitre. Le mémoire se termine par une conclusion générale qui retrace le travail effectué et indique les travaux et futures qui pourraient être effectués avec cette antenne active uniplanaire.

CHAPITRE 1

THÉORIE DES OSCILLATEURS MICRO-ONDES

1.1 Introduction

Dans l'architecture des émetteurs récepteurs nous observons l'usage extensive des oscillateurs dans le chemin de la transmission et celui de la réception. C'est intéressant de noter que dans chaque système de communication une des entrées du mélangeur est un signal périodique. Un oscillateur dans ce cas est donc nécessaire. Ce chapitre présente une introduction générale des oscillateurs et une approche simple de la conception des oscillateurs micro-ondes.

1.2 Principes fondamentaux des oscillateurs

Un oscillateur génère un signal périodique. En tant que tel, le circuit doit avoir un mécanisme permettant l'amplification de son propre bruit, qui deviendra éventuellement un signal périodique.

La plus part des oscillateurs peuvent être vues comme des circuits à rétroaction. La fonction de transfert d'un circuit à rétroaction, présenté dans la figure 1.1(a), est donnée par :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (1.1)$$

Si $H(s) = +1$ à la fréquence s_0 , le circuit entre en oscillation. Pour avoir une oscillation stable à $s_0 = j\omega_0$ deux conditions doivent être satisfaites : (1) le gain de la boucle fermée $|H(j\omega_0)|$ doit être unitaire, et (2) le déphasage total dans la boucle $H(j\omega_0)$ doit être égal à zéro (ou 180° si la rétroaction est négative).

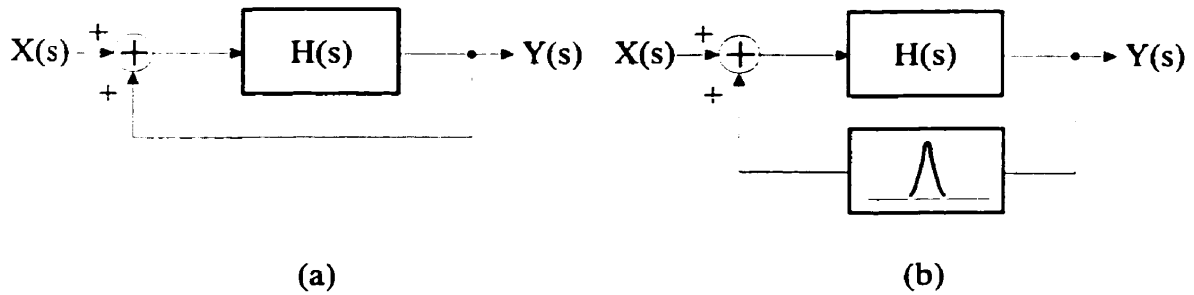


Figure 1.1 - (a) Circuit à rétroaction. (b) Circuit à rétroaction avec sélection de fréquence.

À partir des ces conditions, appelées aussi *critères de Barkhausen* [17], nous observons que n'importe quel système à rétroaction peut osciller si le gain et le déphasage en boucle fermée ont été choisis d'une façon appropriée. Des circuits sélectifs, tel qu'un circuit résonant LC par exemple, sont insérés dans la boucle fermée pour stabiliser la fréquence. Cette méthode est utilisée dans la conception de la plupart des oscillateurs. La figure 1.1(b) nous présente le schéma bloc d'un circuit à rétroaction, où nous avons insère un circuit sélectif. Nous mentionnons que le circuit sélectif peut être intégré dans $|H(s)|$ et s'appelle aussi résonateur.

Le système montré dans la figure 1.1 représente le modèle à deux portes d'un oscillateur micro-ondes, parce que la boucle de rétroaction se ferme sur les deux portes du système. Le modèle a une porte, figure 1.2(a) traite les oscillateurs comme deux systèmes à une porte qui sont connectés ensembles. Pour mieux comprendre ce modèle, nous supposons que le résonateur est un simple circuit LC qui incorpore aussi les résistances parasites de la capacité et de la bobine, figure 1.2(b). Un circuit équivalent parallèle du résonateur est présenté dans la figure 1.2(c). Le résonateur ne peut pas osciller à l'infini parce qu'une partie de l'énergie est dissipé dans la résistance R_p dans chaque cycle. L'idée derrière le modèle à une porte est que la partie active du système génère une impédance égale à $-R_p$ et de cette façon la résistance totale vue par le résonateur LC est infinie. En effet, l'énergie perdue dans

la résistance R_p est fournie par le circuit actif dans chaque cycle et une oscillation stable devient possible.

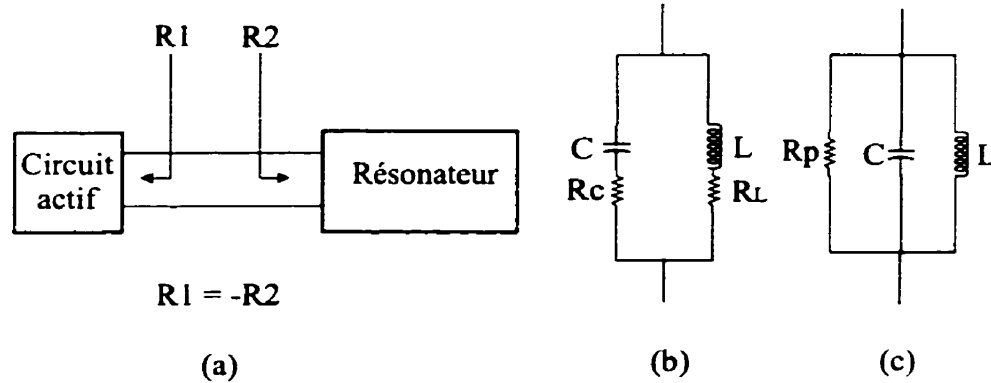


Figure 1.2 - (a) Modèle à une porte. (b) Résonateur LC . (c) Circuit équivalent du résonateur LC .

Les modèles présentés dans les figures 1.1(a) et 1.2(a) se trouvent à être équivalents dans la plus part des cas, à l'exception des circuits actifs à une porte (ex. diodes tunnel). Le modèle à une porte est le plus utilisé dans la conception des oscillateurs micro-ondes.

La fréquence nominale d'oscillation est déterminé par la fréquence de résonance du circuit LC . Un autre mécanisme est nécessaire pour déterminer l'amplitude de l'onde périodique. Au démarrage de l'oscillateur, le bruit est amplifié et continue d'augmenter jusqu'à ce que l'amplificateur entre dans le régime de saturation. À ce moment, le gain en boucle fermée diminue et l'oscillateur se stabilise. D'un autre point de vue, pour assurer le démarrage de l'oscillateur le gain en petit signal doit être plus grand que 1, mais pour arriver à une amplitude stable le gain "moyen" de la boucle fermée doit rester unitaire.

Un autre mécanisme utilisé pour établir l'amplitude de l'oscillation est le contrôle automatique du niveau ou (ALC) (i.e. *Automatic Level Control*). Cette technique, illustrée dans la figure 1.3, permet de mesurer l'amplitude à l'aide d'une diode détecteur, de comparer le résultat à une référence et d'ajuster le gain de oscilla-

teur. Au démarrage l'amplitude est basse et le gain est très élevé et au moment où l'oscillateur entre en régime permanent l'amplitude est approximativement égale à V_{REF} .

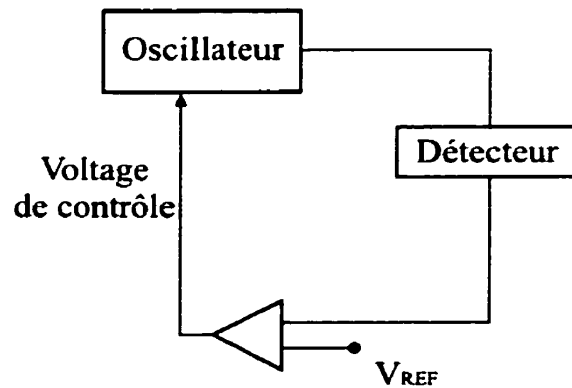


Figure 1.3 – Contrôle automatique du niveau (ALC).

L'utilisation des ALC permet aux oscillateurs de rester linéaires si le choix de la tension V_{REF} est approprié : l'onde obtenue est sinusoïdale et les distorsions sont faibles. À cause de la complexité du circuit et du bruit additionnel introduit par les ALC cette technique est peu utilisée dans la conception des oscillateurs micro-ondes.

1.3 Topologies de base des oscillateurs avec des résonateurs LC

La plupart des oscillateurs discrets utilisent un seul élément actif pour deux raisons : (1) minimiser le bruit et (2) diminuer le prix. Tandis que le premier motif est toujours valable, le deuxième ne tient plus dans le cas des circuits intégrés. Les topologies des oscillateurs présentées dans cette section utilisent un seul transistor et servent à mieux comprendre le fonctionnement et les principes de conception des oscillateurs.

En suivant les principes du modèle présenté dans la figure 1.1, un oscillateur peut être formé d'un circuit résonant LC connecté au collecteur d'un transistor bipolaire avec le signal de rétroaction appliqué à la base ou à l'émetteur du transis-

tor. figure 1.4 (le même principe s'applique au transistors à effet de champ. *FET*). Supposons que le résonateur se compose d'une inductance et d'une capacité en

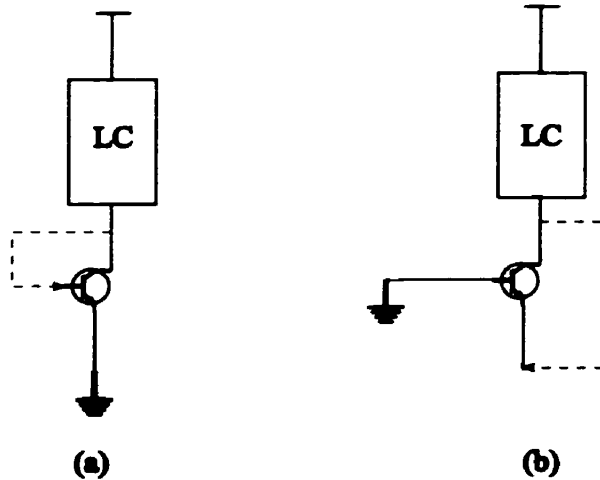


Figure 1.4 – (a) Rétroaction collecteur-base. (b) Rétroaction collecteur-émetteur.

parallèle comme dans la figure 1.5. À la fréquence de résonance, l'impédance du résonateur est réelle et le déphasage entre le courant et la tension est nul. Donc, pour réaliser un déphasage égal à zéro, le signal de rétroaction doit être injecté dans l'émetteur du transistor. C'est l'idée fondamentale dans un certain nombre de topologies d'oscillateurs. Dans le cas où le résonateur est directement relié à l'émetteur du transistor, la résistance vue à l'émetteur diminue le facteur de qualité du résonateur, Q , et le gain de l'oscillateur. Si le gain en boucle fermée est sous unitaire, les conditions d'oscillation ne sont plus remplies. Pour cette raison, l'impédance de l'émetteur doit être transformée à un niveau plus grand avant d'apparaître en parallèle avec le résonateur, figure 1.5(b).

Les transformations d'impédance peuvent être réalisées avec des diviseurs capacitifs ou inductifs. Dans la figure 1.6, nous avons les deux configurations d'oscillateurs obtenus en transformant l'impédance de l'émetteur. La résistance parallèle équivalente du résonateur est approximativement égale à $(1 + C_1/C_2)^2/g_m$, pour l'oscillateur Colpitts [17], figure 1.6(a), et $(1 + L_2/L_1)^2/g_m$, pour l'oscillateur Hart-

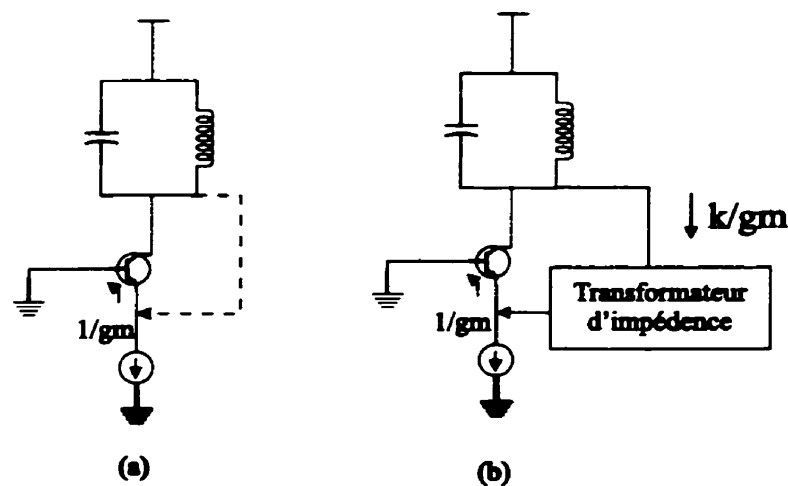


Figure 1.5 - (a) Rétroaction directe collecteur-base. (b) Insertion d'un transformateur d'impédance.

ley [17], figure 1.6(b). La fréquence de résonance est $\omega_r = (\sqrt{L_{eq}C_{eq}})^{-1}$, où L_{eq} et C_{eq} sont les inductances et les capacités équivalentes des résonateurs en parallèle dans les figures 1.6(a) et 1.6(b).

Ces deux configurations d'oscillateurs sont utilisées surtout dans les applications basse fréquence. L'oscillateur Colpitts est plus utilisée que l'oscillateur Hartley parce qu'il a une seule inductance et le facteur de qualité des bobines est moins élevé que celui des capacités. Ces deux topologies d'oscillateurs ont un désavantage majeure. Pour que l'effet de l'impédance de l'émetteur soit minime sur le facteur de qualité du résonateur, le ratio des inductances ou des capacités est très grand.

Nous avons abouti aux oscillateurs Colpitts et Hartley en utilisant le modèle à rétroaction. Pour mieux comprendre le fonctionnement de ces circuits, nous pouvons les analyser à partir du modèle à une porte. Considérons le circuit de la figure 1.7(a). Notons qu'il n'y a pas de noeud mis à la terre. Nous voulons trouver l'impédance d'entrée Z_{in} . Le courant I_x dans la figure 1.7(b), peut être exprimé de la

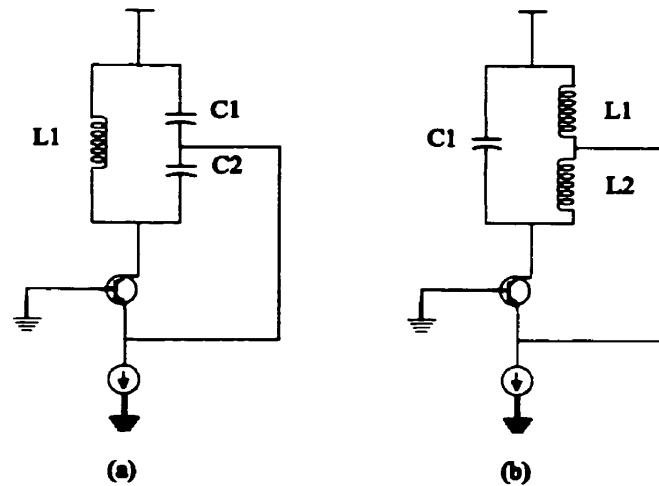


Figure 1.6 - (a) Oscillateur Colpitts. (b) Oscillateur Hartley.

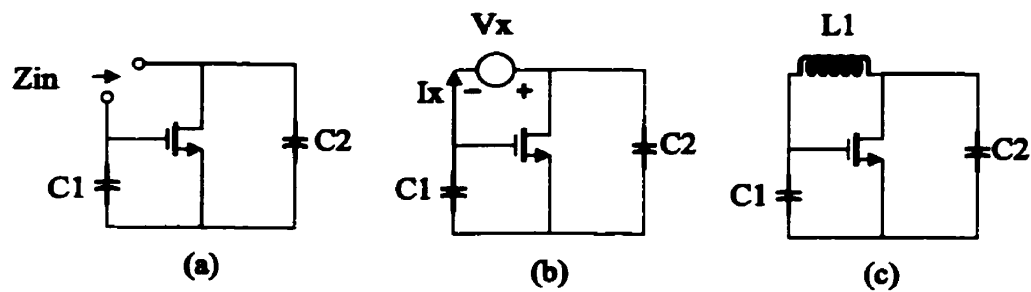


Figure 1.7 - (a) Modèle à une porte. (b) Calcul de l'impédance d'entrée. (c) Insertion d'une inductance en parallèle.

façon suivante :

$$I_x = -\frac{I_x}{C_1 s} g_m + \left(-\frac{I_x}{C_1 s} + V_x\right) C_2 s \quad (1.2)$$

où la capacité grille-drain a été négligée. L'impédance d'entrée Z_{in} est donnée par :

$$Z_{in} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{g_m}{C_1 C_2 s^2} + \frac{1}{C_1 s} + \frac{1}{C_2 s}. \quad (1.3)$$

Pour $s = j\omega$, cette impédance contient une partie réelle négative égale à

$-g_m/(C_1 C_2 \omega^2)$, qui nous indique que le circuit peut osciller si une inductance est placée entre la grille et le drain, figure 1.7(c). Maintenant, nous pouvons obtenir trois topologies d'oscillateur différentes en mettant à la terre un des trois terminaux du transistor, figure 1.8.

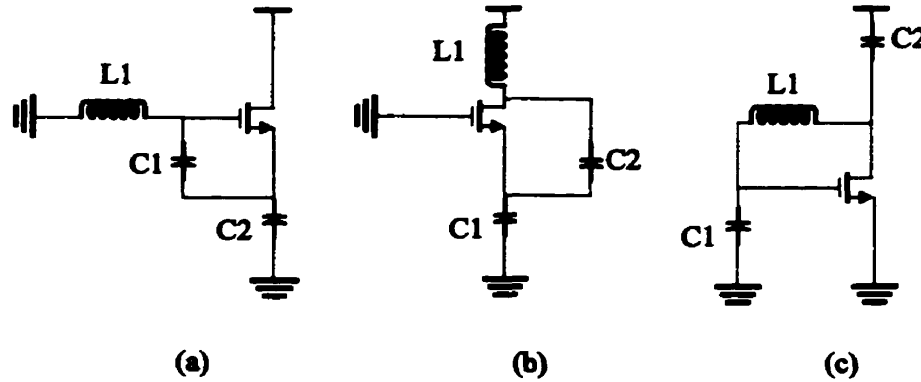


Figure 1.8 – Topologies d'oscillateurs obtenus à partir du circuit de la figure 1.7.

1.4 Conception des oscillateurs micro-ondes

Dans cette section nous présentons les techniques analytiques utilisées dans la conception des oscillateurs haut fréquences à résistance négative. Les *paramètres de dispersion* (appelés aussi paramètres $[S]$) petit et grand-signal, fournissent toute l'information nécessaire pour concevoir un oscillateur à résistance négative en utilisant un transistor à effet de champ (*FET*) ou un transistor bipolaire (*BJT*).

Le modèle deux-ports d'un oscillateur à résistance négative est présenté dans la figure 1.9. Le transistor est caractérisé par ses paramètres $[S]$, Z_T est l'impédance d'entrée du réseau de terminaison et Z_L est l'impédance de la charge. À partir de paramètres $[S]$ petit-signal du transistor nous pouvons calculer le *facteur de stabilité*, k :

$$k = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (1.4)$$

où

$$D = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \quad (1.5)$$

Notons que les paramètres $[S]$ du transistor changent avec la fréquence, ce qui implique que le facteur de stabilité k varie, aussi, avec la fréquence.

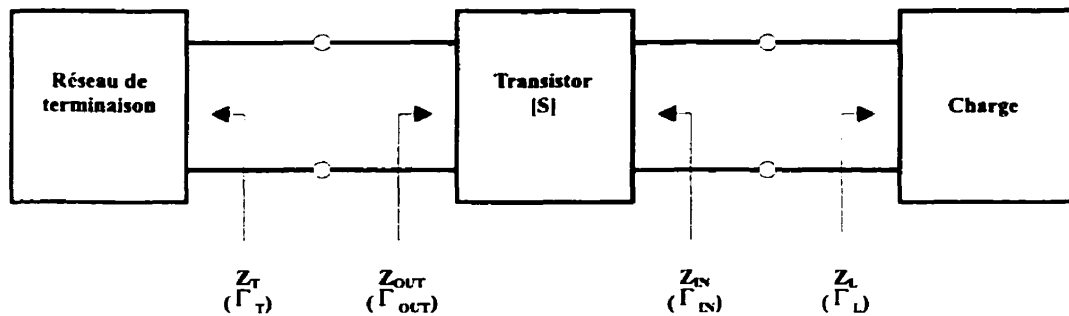


Figure 1.9 – Modèle deux-ports d'un oscillateur.

Un transistor est inconditionnellement stable à toutes les fréquences où $k > 1$. Cette condition nous garantit que le transistor n'oscillera pas avec une impédance de terminaison, Z_T , qui a la partie réelle positive¹. Pour maintenir la rigueur mathématique, nous devons ajouter la condition $|D| < 1$ pour assurer la stabilité. Mais, dans la pratique, cette condition est constamment satisfaite et nous allons l'ignorer. Dans le cas des oscillateurs nous devons avoir $k < 1$.

Si nous choisissons l'impédance Z_T de tel sort que le deux-ports soit instable, nous pouvons remplacer le modèle à deux-ports par un modèle à une seule porte avec résistance négative, figure 1.10. L'impédance d'entrée $Z_{IN}(A, \omega_0)$ du modèle

¹N'importe quelle impédance qui se trouve à l'intérieur de l'abaque de Smith.

à une porte dépende de l'amplitude du courant $i(t)$ et de la fréquence [6] :

$$Z_{IN}(A, \omega) = R_{IN}(A, \omega) + jX_{IN}(A, \omega) \quad (1.6)$$

Nous pouvons concevoir le circuit de terminaison qui donne une amplitude maximale de Γ_{IN} , qu'on note Γ_{INmax} . Bien sure, dans la conception d'un oscillateur c'est n'est pas nécessaire de concevoir Γ_T pour avoir Γ_{INmax} .

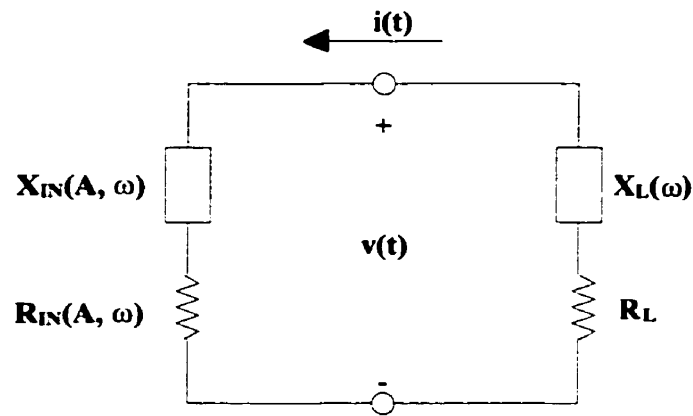


Figure 1.10 – Modèle d'un oscillateur à une-porte avec résistance négative.

Les conditions pour avoir des oscillations sont données par [6] :

$$R_{IN}(A_0, \omega_0) + R_L = 0 \quad (1.7)$$

et

$$X_{IN}(A_0, \omega_0) + X_L(\omega) = 0 \quad (1.8)$$

où A_0 est l'amplitude de $i(t)$ à la fréquence d'oscillation ω_0 . Nous pouvons exprimer ces conditions d'oscillations sous une autre forme à l'aide des coefficients de

réflexion :

$$\Gamma_{IN}(A_0, \omega_0) \Gamma_L(\omega_0) = 1 \quad (1.9)$$

Le dispositif est instable dans une bande de fréquence $\omega_1 < \omega < \omega_2$ si $R_{IN}(A, \omega) < 0$. Le réseau à une porte est instable à quelques fréquences dans cette bande si la *résistance totale* du réseau est négative. Au début des oscillations, quand l'amplitude A est basse, nous avons $|R_{IN}(A, \omega)| > R_L$. Un signal sinusoïdal croissant se développe dans le circuit et les oscillations continueront à s'accumuler tant et aussi longtemps que la résistance de la boucle est négative. L'amplitude du courant doit, éventuellement, atteindre le régime permanent², qui se produit lorsque la résistance totale de la boucle est zéro. À ce moment nous avons une oscillation stable à la fréquence ω_0 .

Les conditions exprimées par les équations 1.7 et 1.8 ne nous garantis pas une oscillation stable à la fréquence ω_0 . Kurokawa [10] a développé une relation qui doit être respectée pour assurer la stabilité de l'oscillation à ω_0 :

$$\frac{\delta R_{IN}(A)}{\delta A} \Big|_{A=A_0} \frac{\delta X_L(\omega)}{\delta \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} - \frac{\delta X_{IN}(A)}{\delta A} \Big|_{A=A_0} \frac{\delta R_L(\omega)}{\delta \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} > 0 \quad (1.10)$$

Une oscillation stable à ω_0 peut être obtenue si et seulement si les équations 1.7, 1.8 et 1.10 sont satisfaites.

Dans cet approche pour concevoir un oscillateur, l'impédance d'entrée du dispositif actif a été trouvée dans des conditions petit-signal. Nous n'avons aucune assurance que la puissance de l'oscillateur est optimale. Afin de concevoir l'impédance d'entrée du réseau d'adaptation de la charge Z_L , nous appliquons une méthode, basée sur des mesures grand-signal, qui optimise la puissance de sortie de l'oscillateur. Cette méthode consiste à placer le dispositif qui présente la résistance

² $A = A_0$ et $\omega = \omega_0$

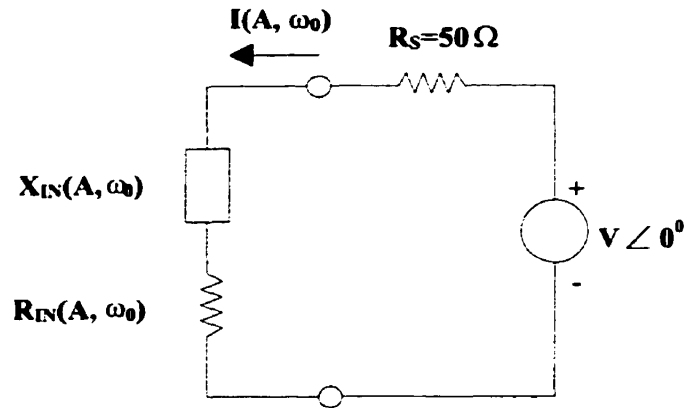


Figure 1.11 – Caractérisation grand signal d'un circuit.

négative dans un circuit non oscillant³ et mesurer l'impédance d'entrée, Z_{IN} , en fonction de la puissance, figure 1.11. L'impédance de charge optimale est donnée par l'équation :

$$Z_L = -Z_{IN} = -R_{IN}(A, \omega) - jX_{IN}(A, \omega) \quad (1.11)$$

En conclusion, dans la conception d'un oscillateur il est nécessaire de trouver d'abord l'impédance d'entrée du réseau de terminaison qui transforme le dispositif à deux portes dans un dispositif à une porte avec résistance négative. Ensuite, le dispositif une porte est caractérisé par des mesures grand-signal pour déterminer l'impédance de charge optimale.

1.5 Oscillateurs contrôlés en tension

La fréquence de la plupart des oscillateurs doit être réglable. Si la fréquence d'un oscillateur peut être variée par une tension, alors le circuit s'appelle oscillateur contrôlé en tension ou VCO (i.e. *voltage-controlled oscillator*).

³La résistance totale de la boucle doit être positive.

Comment varie la fréquence d'un oscillateur? Dans les oscillateurs LC une partie de la capacité du résonateur peut être fournie par une diode polarisée en inverse (diode varactor) de tel sort que la tension CC (i.e. Courent Continu) à travers la jonction contrôle la capacité de la diode et la fréquence de résonance. Dans la figure 1.12 nous présentons deux résonateurs qui incorporent une diode varactor.

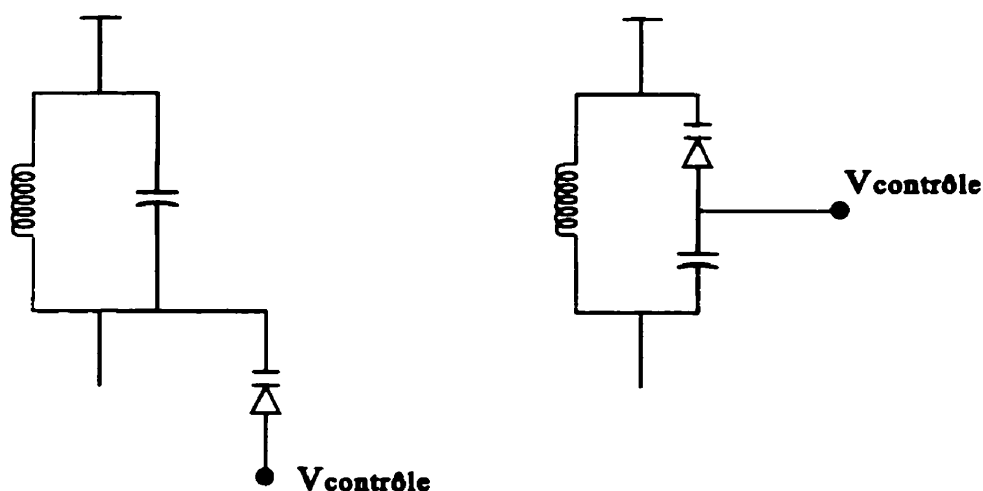


Figure 1.12 – Diodes varactors incorporées dans un résonateur LC .

Dans le cas des VCO 's micro-ondes la diode varactor est couplée au réseau de terminaison. Dans le modèle d'une diode varactor montrée à la figure 1.13 la capacité variable C_V est donnée par la formule suivante [6] :

$$C_V = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V}{\phi}}} \quad (1.12)$$

où C_0 est la valeur de la capacité pour une tension de polarisation nulle, V est la tension de polarisation inverse et ϕ représente le potentiel de la jonction ($\phi = 0.7V$). La résistance R_s représente la résistance série de la diode, et la résistance parallèle R_p est très grande et dans certains cas nous pouvons la négliger.

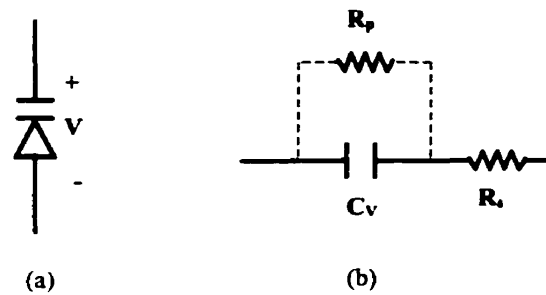


Figure 1.13 – (a) Symbole d’une diode varactor. (b) Modèle d’une diode varactor.

1.6 Conclusion

En résumé, ce chapitre présente les principes de fonctionnement des oscillateurs en général. Nous avons mis l’accent sur la conception des oscillateurs hautes fréquences. Les problèmes critiques rencontrés lors de la conception des oscillateurs et des VCO’s sont posés par les éléments actifs. Pour obtenir des bons résultats nous avons besoin des modèles qui simulent le comportement électrique des éléments actifs avec des erreurs minimales. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les méthodes qui nous permettent d’extraire les modèles électriques équivalentes d’un transistor *MESFET* (i.e. *Metal-Semiconductor Field Effect Transistor*) et d’une diode varactor.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION DES COMPOSANTS ACTIFS

2.1 Introduction

Traditionnellement, la conception des circuits micro-ondes était basée sur des méthodes d'essais et erreurs (*cut and try*). C'est à dire qu'un circuit préliminaire était fabriqué, mesuré et optimisé pour obtenir les performances désirées. Cette approche demandait beaucoup d'efforts et de temps de la part des concepteurs. La CAO (i.e. *Conception Assistée par Ordinateur*), offre une approche différente, car nous pouvons simuler, optimiser et tester le circuit avant la fabrication.

Le but de l'utilisation de la CAO est d'obtenir des résultats de simulation qui soient identiques, si non très proche, des résultats de mesure des circuits fabriqués. Pour arriver à ce but, nous comptons sur les bonnes performances des modèles électriques des composants utilisés par les logiciels de simulation. Dans ce chapitre nous présentons deux méthodes qui permettent d'obtenir les modèles électriques d'un transistor *MESFET* et d'une diode varactor.

2.2 Modèle physique du transistor

Fondamentalement, il y a 2 types de modèles pour les transistors : le modèle physique et le modèle du circuit électrique équivalent. Le premier est dérivé à partir des solutions des équations de base du semi-conducteur, qui dépendent de la géométrie du *MESFET* et des caractéristiques de dopage. Un des inconvénients lors de l'utilisation des modèles physiques dans les simulateurs CAO micro-ondes est le temps d'exécution requis, qui est très long. Le modèle physique résout les équations du semi-conducteur en utilisant un mélange des deux méthodes numériques : méthode des éléments finis et méthode des différences finies. Ces modèles peuvent

être très complexes et incluent parfois des formulations détaillées de la physique intrinsèque du transistor. Tous les phénomènes liés au fonctionnement physique du transistor peuvent être caractérisés et inclus dans le modèle. Ces modèles aident à établir l'opération physique précise du dispositif. À cause des temps d'exécution très grands, l'utilisation de ces modèles est limitée aux solutions en courant continu.

En principe, il n'y a pas des contraintes pour l'utilisation de ces modèles dans les simulations *RF* si nous avons des ressources informatiques suffisantes.

2.3 Modèle du circuit électrique équivalent

La topologie du circuit équivalent d'un transistor *MESFET* peut être déduite à partir de la configuration physique du dispositif, figure 2.1. Le modèle complet

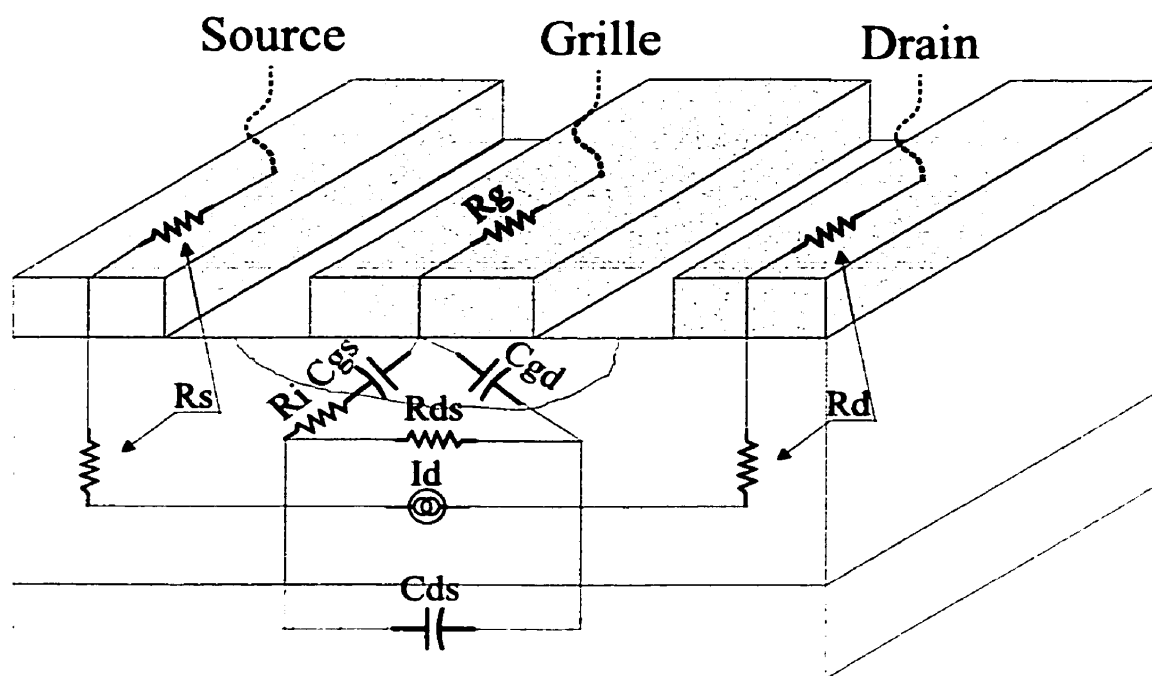


Figure 2.1 - Modèle intrinsèque d'un MESFET.

du transistor, incluant les effets parasites du boîtier dans lequel le transistor est monté, est donné à la figure 2.2. Ce circuit peut être divisé en deux parties :

1. les éléments intrinsèques g_m , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_{ds} , R_i et τ qui sont dépendantes de la polarisation :
2. les éléments extrinsèques L_g , R_g , C_{pg} , L_s , R_s , C_{ps} , L_d , R_d et C_{pd} qui sont indépendantes de la polarisation.

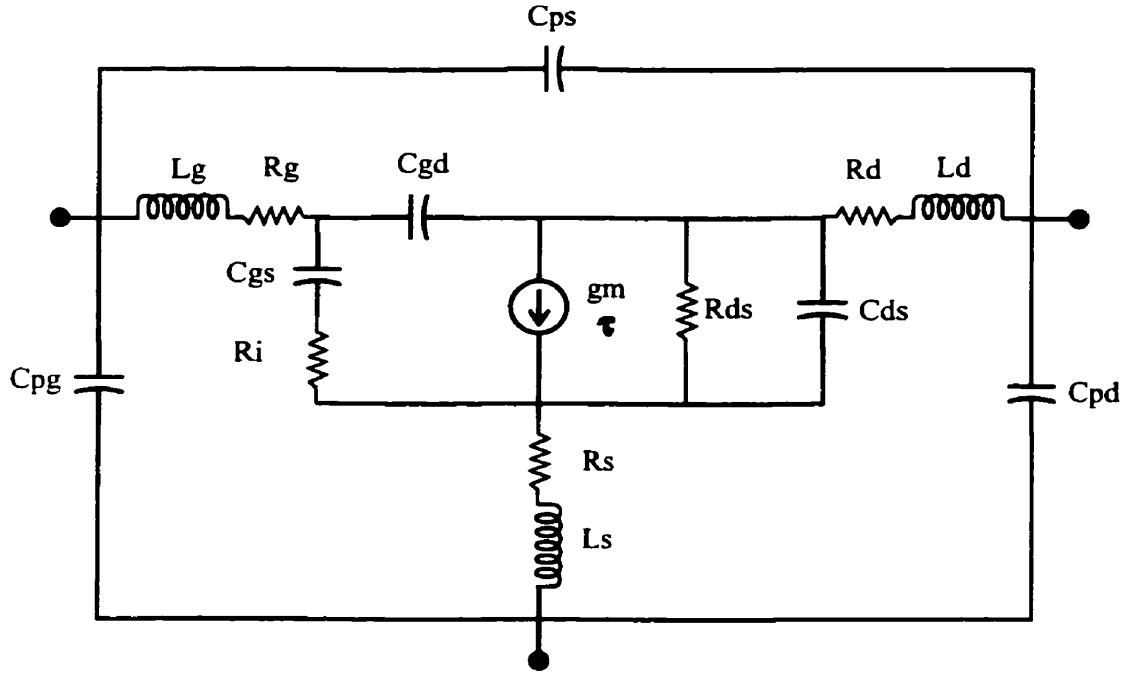


Figure 2.2 – Modèle électrique complet d'un MESFET.

Nous utilisons les paramètres $[Y]$ pour caractériser la partie intrinsèque du modèle électrique [14] :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} + j\omega C_{gd} \quad (2.1)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (2.2)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} \quad (2.3)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (2.4)$$

Si nous supposons que les éléments extrinsèques sont connus nous pouvons déterminer la matrice des paramètres $[Y]$ du dispositif intrinsèque à partir des mesures. La procédure à suivre est la suivante, figure 2.3 :

1. Mesurer les paramètres $[S]$ du dispositif extrinsèque :
2. Convertir les paramètres $[S]$ en $[Y]$ et soustraire $j\omega C_{pg}$ de Y_{11} , $j\omega C_{pd}$ de Y_{22} et $\pm j\omega C_{ps}$ de tous les éléments de la matrice $[Y]$:
3. Convertir les paramètres $[Y]$ en $[Z]$ et soustraire $(R_g + j\omega L_g)$ de Z_{11} , $(R_d + j\omega L_d)$ de Z_{22} et $(R_s + j\omega L_s)$ de tous les éléments de la matrice $[Z]$:
4. Convertir les paramètres $[Z]$ en $[Y]$ et résoudre les équations 2.1-2.4.

La résolution des équations est simple. Premièrement, nous trouvons C_{gd} à partir Y_{12} , ensuite R_i et C_{gs} à partir de $Y_{11} + Y_{12}$. Avec ces trois valeurs connues nous isolons le terme complexe $g_m e^{-j\omega\tau}$ et nous déterminons g_m et τ à partir de l'amplitude et de la phase. En dernier, nous déterminons R_{ds} et C_{ds} à partir des parties imaginaire et réelle de Y_{22} . Les détails de ce calcul se trouvent dans l'Annexe II. Les valeurs des paramètres intrinsèques sont données par les équations 2.5-2.11.

$$C_{gd} = j \frac{Y_{12}}{\omega} \quad (2.5)$$

$$R_i = \text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right) \quad (2.6)$$

$$C_{gs} = - \frac{1}{\omega \text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \quad (2.7)$$

$$g_m = \text{Mag} \left[(Y_{21} + Y_{12}) \left(1 - j \frac{\text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)}{\text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$\tau = - \frac{1}{\omega} \text{Phase} \left[(Y_{21} + Y_{12}) \left(1 - j \frac{\text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)}{\text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \right) \right] \quad (2.9)$$

$$R_{ds} = \frac{1}{\text{Real}(Y_{22})} \quad (2.10)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Imag}(Y_{22})}{\omega} - j \frac{Y_{12}}{\omega} \quad (2.11)$$

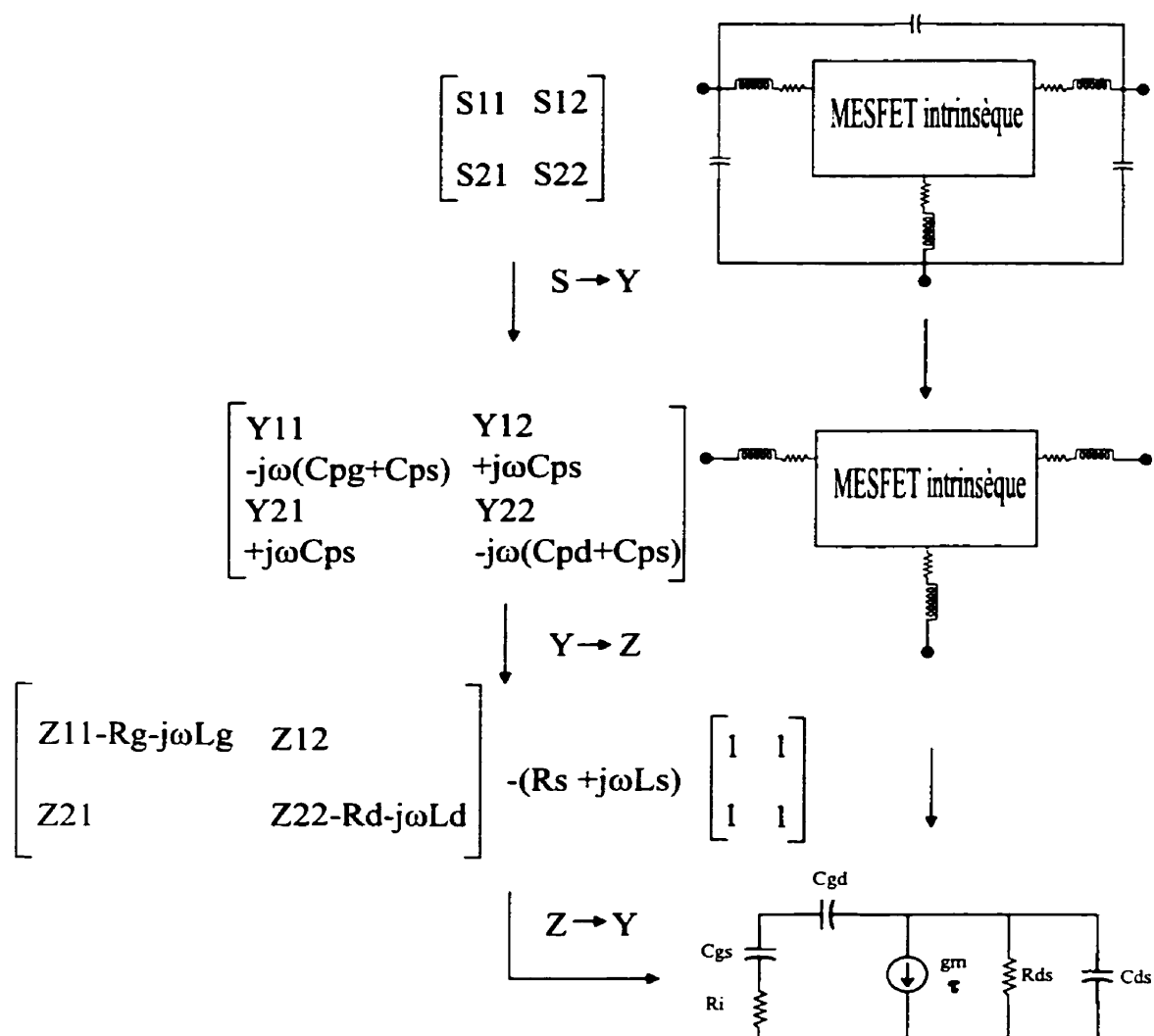


Figure 2.3 – Détermination de la matrice $[Y]$ des éléments intrinsèques d'un MESFET.

Pour trouver les éléments intrinsèques du transistor nous supposons que les éléments extrinsèques sont connus. Maintenant, nous allons déterminer les paramètres extrinsèques du modèle électrique, qui constitue une autre étape dans la modélisation d'un transistor MESFET.

2.4 Détermination des paramètres extrinsèques du modèle électrique

Les techniques de mesure des éléments extrinsèques constituent un problème délicat que nous allons présenter dans cette section.

2.4.1 Détermination des résistances et inductances parasites

Plusieurs articles dans la littérature de spécialité présentent différentes méthodes pour déterminer les résistances et les inductances parasites des transistors MESFET [5][4]. Dans ce travail nous utilisons une méthode appelée *cold-FET*. Les paramètres S du transistor sont mesurés dans les conditions de polarisation suivantes : tension drain-source égale à zéro, $V_{ds} = 0$, et la tension de la grille, V_g égale à 0.8, 1.0, 1.2V. Le circuit équivalent d'un transistor *cold-FET* est montré dans la figure 2.4.

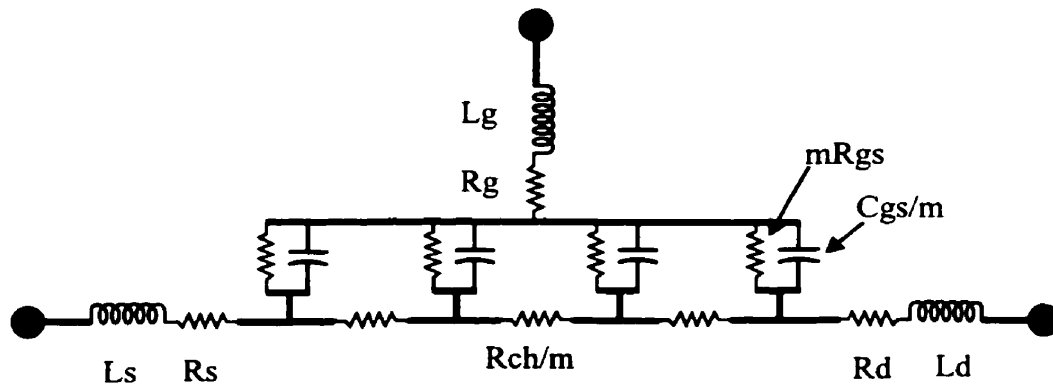


Figure 2.4 – Circuit électrique équivalent d'un *cold-FET*.

Les paramètres $[S]$ mesurés sont converti en paramètres $[Z]$ qui sont donnés par

les équations suivantes :

$$Z_{11} = R_s + R_g + \alpha I R_{ch} + \frac{nkT}{I_g} + j\omega(L_s + L_g) \quad (2.12)$$

$$Z_{12} = R_s + \alpha R_{ch} + j\omega L_s \quad (2.13)$$

$$Z_{21} = R_s + \alpha R_{ch} + j\omega L_s \quad (2.14)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + \alpha R_{ch} + j\omega(L_s + L_d) \quad (2.15)$$

où R_s , R_d , R_g et R_{ch} sont les résistances de source, de drain, de grille et de canal ; L_s , L_d , L_g sont les inductances correspondantes ; I_g est le courant continu de la grille, n est le facteur de idéalité de la diode, k est la constante de Boltzmann et T la température ; α et αI sont des facteurs qui pour des faibles courants de grille (de l'ordre des μA) sont égaux à 1/2 et 1/3 respectivement. Ces équations ont été obtenues en considérant que la valeur de m dans le graphique 2.4 tend vers l'infini, $m \rightarrow \infty$. À ce moment, R_{gs} est égale à nkT/I_g , et C_{gs} est négligeable.

Les inductances sont obtenus en divisant les parties imaginaires des paramètres $[Z]$ par ω :

$$L_s = \frac{Imag(Z_{12}) + Imag(Z_{21})}{2\omega} \quad (2.16)$$

$$L_g = \frac{Imag(Z_{11})}{\omega} - \frac{Imag(Z_{12}) + Imag(Z_{21})}{2\omega} \quad (2.17)$$

$$L_d = \frac{Imag(Z_{22})}{\omega} - \frac{Imag(Z_{12}) + Imag(Z_{21})}{2\omega} \quad (2.18)$$

Pour déterminer les résistances parasites nous avons trois équations obtenus à partir des parties réelles des équations 2.12-2.15. Comme le nombre des termes inconnus est plus grand que les nombre des équations nous ne pouvons pas déterminer les valeurs des résistances. Pour résoudre ce problème nous allons d'abord extraire la valeur de $R_g + R_s + R_c/3$, qu'on note A , en traçant le graphique de $Real(Z_{11})$ versus $1/I_g$, comme dans la figure 2.5. Ensuite, nous déterminons le fac-

teur d'idéalité n et la résistance parasite de la grille, R_g , pour pouvoir déterminer les autres résistances parasites.

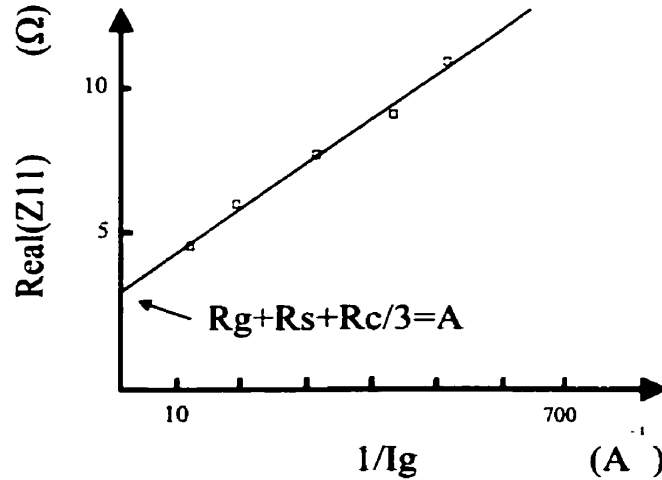


Figure 2.5 - Real(Z_{11}) en fonction de $1/I_g$.

Le facteur d'idéalité et la résistance R_g sont mesurés dans les conditions suivantes : les jonctions grille-source et grille-drain sont polarisées en direct et la tension intrinsèque V_{ds} doit être égale à zéro. Le courant de drain doit être exactement la moitié du courant de grille pour forcer $I_s = I_d$. Si nous respectons cette dernière condition en tout temps, la tension intrinsèque V_{ds} est égale à zéro et la résistance du canal, R_c peut être négligée. Dans cette configuration, figure 2.6, la valeur approximative de la résistance de la diode est donnée par l'équation :

$$R_{diode} \approx \frac{nV_{th}}{I_g} \quad (2.19)$$

où n est le facteur d'idéalité, V_{th} est la tension thermique (0.025V à la température de la chambre) et I_g est le courant continu de grille.

Pour des courants de grille très faibles, de l'ordre des micro-ampères, nous pouvons négliger la chute de tension aux bornes de la résistance R_g . La tension mesurée à la grille est approximativement égale à la tension aux bornes de la diode.

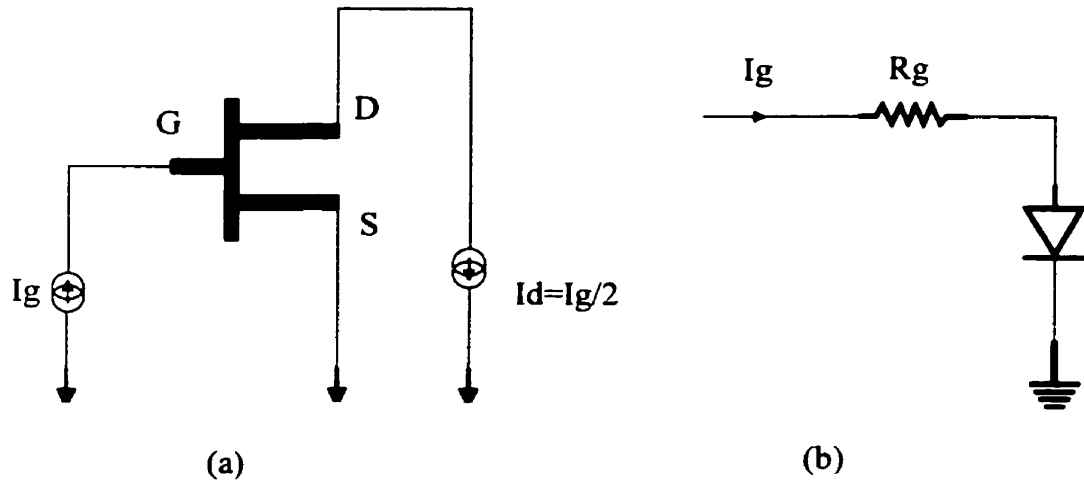


Figure 2.6 – (a) Configuration du MESFET pour les mesures de n et R_g . (b) Circuit électrique équivalent du transistor dans cette configuration.

Le courant qui traverse la diode est donné par :

$$I_{diode} = I_s e^{\left(\frac{V_g}{n V_{th}}\right)} \quad (2.20)$$

où I_s est le courant de saturation de la diode, V_{th} est la tension thermique et V_g la tension de grille. En faisant au moins deux mesures pour différentes valeurs de I_{diode} nous pouvons déterminer n ($1 < n < 2$) à partir de l'équation 2.20 :

$$\begin{aligned} \ln(I_{d1}) &= \ln(I_s) + \frac{V_{g1}}{n V_{th}} \\ \ln(I_{d2}) &= \ln(I_s) + \frac{V_{g2}}{n V_{th}} \\ n &= \frac{1}{\left(\ln \frac{I_{d1}}{I_{d2}}\right) V_{th}} (V_{g1} - V_{g2}) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Avec la valeur de n nous trouvons R_{diode} et pour des courants de grille plus grands, de l'ordre des milliampères, nous déterminons la résistance parasite de la

grille. R_g :

$$\begin{aligned} V_g &= I_g R_g + I_g R_{diode} \\ R_g &= \frac{V_g - I_g R_{diode}}{I_g} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Maintenant, nous pouvons déterminer toutes les résistances parasites à partir des parties réelles des équations 2.12-2.15 :

$$R_g + R_s + R_c/3 = A \quad (2.23)$$

$$R_s + \frac{R_c}{2} = \text{Real}(Z_{12}) \quad (2.24)$$

$$R_s + R_d + R_c/3 = \text{Real}(Z_{22}) \quad (2.25)$$

Donc, les résistances R_c , R_s et R_d sont données par les équations suivantes :

$$R_c = 6(\text{Real}(Z_{12}) + R_g - A) \quad (2.26)$$

$$R_s = (A - R_g) - 2(\text{Real}(Z_{12}) + R_g - A) \quad (2.27)$$

$$R_d = \text{Real}(Z_{22}) - R_s - R_c \quad (2.28)$$

2.4.2 Détermination des capacités parasites

Nous utilisons une nouvelle méthode d'extraction des capacités parasites basée sur les conditions de polarisation du transistor [11]. L'idée de base est d'utiliser la symétrie du transistor intrinsèque polarisé en direct (normal) et en inverse (reverse). Dans les deux régimes, un courant de canal circule et une région de déplétion en dessous de la grille est formée. Exceptée l'assomption de symétrie électrique en dessous de la grille, nous n'avons besoin d'aucune autre information concernant le circuit intrinsèque pour extraire les capacités extrinsèques. Nous faisons ici une remarque : la symétrie intrinsèque est basée sur les caractéristiques du canal en dessous de la grille et ne requiert pas une symétrie de la géométrie des électrodes

de source, de drain et de la grille, figure 2.7.

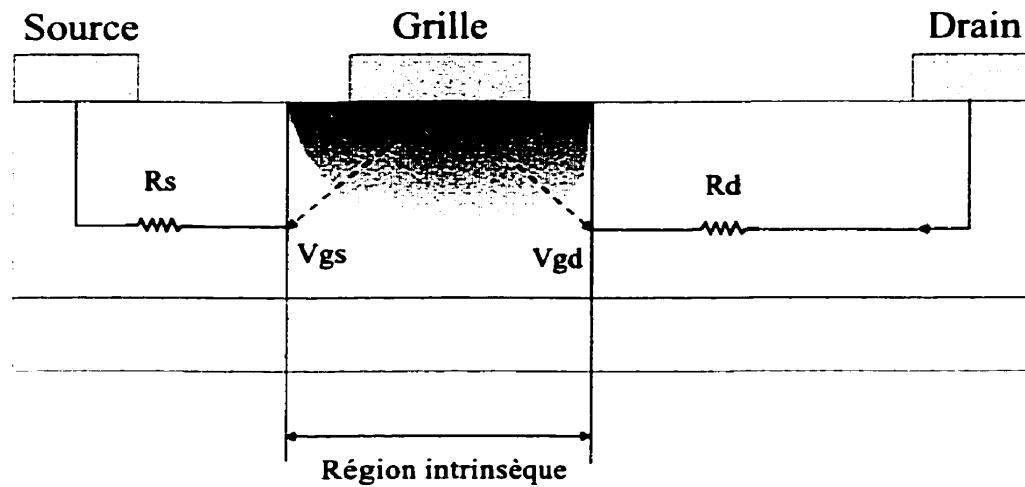


Figure 2.7 – Région intrinsèque en dessous de la grille avec caractéristiques électriques symétriques en polarisation directe et inverse.

La méthode a comme point de départ le circuit équivalent d'un MESFET, figure 2.2 et les caractéristiques I - V du transistor en polarisation directe et inverse, figure 2.8. Les deux points de polarisation correspondent aux fonctionnements du MESFET intrinsèque en source commune (polarisation directe) et drain commun (polarisation inverse). Avec deux sources de tension continue externes V_{GSn} et V_{DSn} nous choisissons un point unique d'opération, qui mènent aux courants I_{gn} et I_{dn} . La partie intrinsèque du MESFET représente seulement la section du canal en dessous de la grille de métal, figure 2.7. Les tensions internes V_{gsn} et V_{dsn} diffèrent des tensions externes à cause des chutes de tension aux bornes des résistances extrinsèques. Quand nous polarisons le transistor en inverse, la région de déplétion doit avoir la même forme qu'en polarisation directe, figure 2.8. Pour arriver à cette symétrie nous devons respecter les conditions suivantes :

$$V_{gdr} = V_{gsn} \quad (2.29)$$

$$V_{dsr} = -V_{dsn} \quad (2.30)$$

Ces conditions peuvent être exprimées aussi en fonction des courants :

$$I_{gr} = I_{gn} \quad (2.31)$$

$$I_{dr} = -(I_{dn} + I_{gn}) \quad (2.32)$$

Le courant de grille peut être négligé parce que nous avons un transistor MES-FET à déplétion. Donc, le courant de drain est le même dans les deux cas et les chutes de tension aux bornes des résistances extrinsèques restent aussi inchangés. Avec cette supposition, le point inverse de polarisation peut être ajusté avec la tension externe du drain $V_{DSr} = -V_{DSn}$ et le courant de drain $I_{dr} = -I_{dn}$. Comme valeurs de départ pour les tensions nous devons appliquer $V_{GSr} \approx V_{gsr} = V_{gsn} - V_{dsn}$ et $V_{DSr} = -V_{DSn}$. Ensuite, la tension de la grille est varié jusqu'à ce que le courant négative de drain est atteint, $I_{dr} = -I_{dn}$. Cet ajustement est nécessaire parce que les résistances R_s et R_d ont des valeurs différentes.

Afin d'obtenir les équations d'extraction, nous devons associer les quantités mesurées, (les paramètres $[Y]$ du circuit complet) à la description intrinsèque aux deux points de polarisation. Ceci est accompli en trois étapes :

1. La matrice $[Z]$ du circuit intrinsèque au point de polarisation inverse, $[Z_{ri}]$, est la transformée source commune à drain commun de la matrice au point de polarisation directe $[Z_{ni}]$ (voir Annexe III pour les calculs) :

$$Z_{ni} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$Z_{ri} = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22} & Z_{22} - Z_{12} \\ Z_{22} - Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

2. À l'étape suivante nous devons ajouter aux matrices $[Z_{ri}]$ et $[Z_{ni}]$ la matrice $[Z_{ext}]$, qui contient les résistances et les inductances extrinsèques du MES-

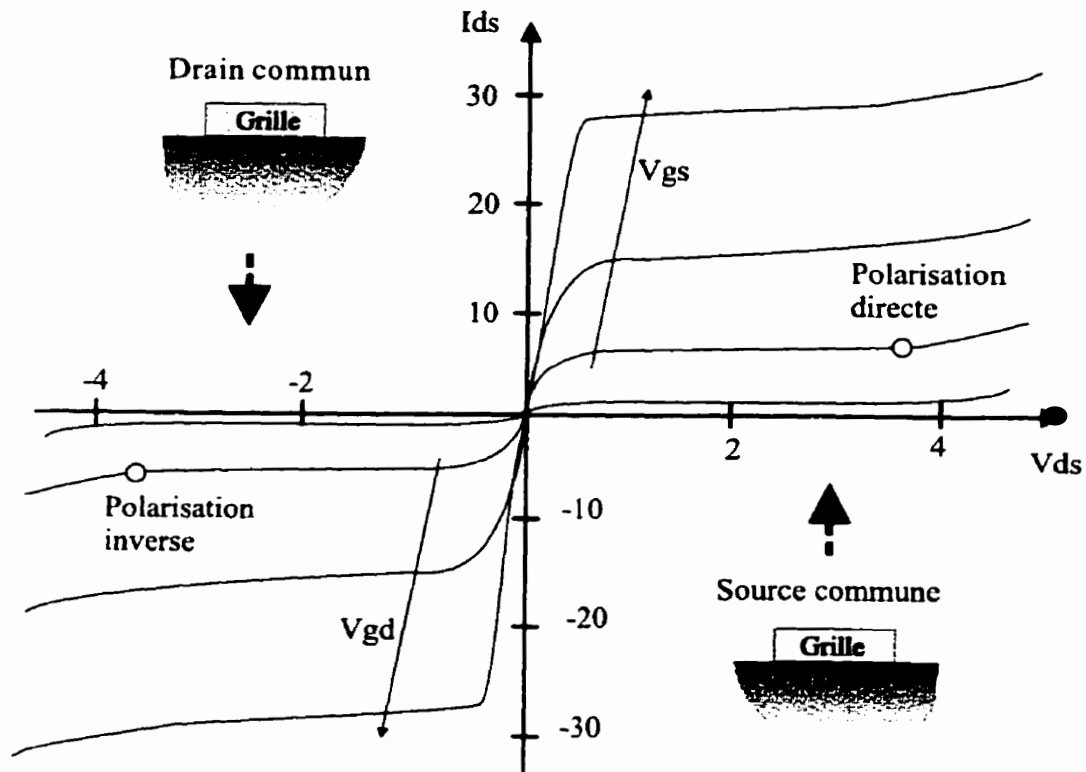


Figure 2.8 - Caractéristiques $I - V$ d'un MESFET polarisé en direct et en inverse.

FET :

$$Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_g + Z_s & Z_s \\ Z_s & Z_d + Z_s \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$Z_n = Z_{ni} + Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_{n11} & Z_{n12} \\ Z_{n21} & Z_{n22} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$Z_r = Z_{ri} + Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_{r11} & Z_{r12} \\ Z_{r21} & Z_{r22} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

3. Pour obtenir les paramètres $[Y]$ aux portes de sortie, la matrice extrinsèque

$[Y_{ext}]$ doit être ajoutée aux matrices $[Z_r]$ et $[Z_n]$ inversées.

$$Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{pg} + Y_{ps} & -Y_{ps} \\ -Y_{ps} & Y_{pd} + Y_{ps} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$Y_{mn} = [Z_n]^{-1} + Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{mn11} & Y_{mn12} \\ Y_{mn21} & Y_{mn22} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$Y_{mr} = [Z_r]^{-1} + Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{mr11} & Y_{mr12} \\ Y_{mr21} & Y_{mr22} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Les matrices $[Y_{mn}]$ et $[Y_{mr}]$ sont obtenues à partir des paramètres $[S]$ mesurés en polarisation directe et inverse. Avec les identités 2.33-2.34 et 2.36-2.37 nous obtenons les équations suivantes :

$$Z_{n12} - Z_{n21} = Z_{r21} - Z_{r12} \quad (2.41)$$

$$Z_{n11} - Z_{n12} = Z_{r11} - Z_{r21} \quad (2.42)$$

$$Z_{n22} = Z_{r22} \quad (2.43)$$

qui nous aident à former un système d'équations que nous pouvons résoudre pour déterminer les capacitances Y_{pg} , Y_{ps} et Y_{pd} (voir Annexe III) :

$$[Y_{mr}] = Y_{mr11}Y_{mr22} - Y_{mr12}Y_{mr21} \quad (2.44)$$

$$[Y_{mn}] = Y_{mn11}Y_{mn22} - Y_{mn12}Y_{mn21} \quad (2.45)$$

$$a_1 = Y_{mn12}Y_{mr12} \quad (2.46)$$

$$a_2 = Y_{mn21}Y_{mr21} \quad (2.47)$$

$$a_3 = Y_{mn22}Y_{mr11} \quad (2.48)$$

$$a_4 = Y_{mn11}Y_{mr22} \quad (2.49)$$

$$a_5 = Y_{mn12} - Y_{mr21} \quad (2.50)$$

$$a_6 = Y_{mr12} - Y_{mr21} \quad (2.51)$$

$$b_1 = a_5 a_6 (|Y_{mn}| + |Y_{mr}| + a_1 + a_2 - a_3 - a_4) \quad (2.52)$$

$$Y_{ps} = \frac{a_2 - a_1 \pm \sqrt{b_1}}{a_5 + a_6} \quad (2.53)$$

$$Y_{pg} = \frac{Y_{mr11}a_5 + Y_{mn11}a_6}{a_5 + a_6} - Y_{ps} \quad (2.54)$$

$$Y_{pd} = \frac{Y_{mr22}a_5 + Y_{mn22}a_6 - a_2 + a_1}{a_5 + a_6} \quad (2.55)$$

Les capacités peuvent être calculées à partir des parties imaginaires des paramètres Y dans les équations 2.53-2.55 :

$$C_{pg} = \frac{\text{Imag}(Y_{pg})}{\omega} \quad (2.56)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Imag}(Y_{pd})}{\omega} \quad (2.57)$$

$$C_{ps} = \frac{\text{Imag}(Y_{ps})}{\omega} \quad (2.58)$$

2.5 Modélisation des éléments non-linéaires d'un MESFET

Dans le circuit intrinsèque du modèle électrique il y a plusieurs éléments qui ont une caractéristique $I-V$ non-linéaire. Les non-linéarités sont introduites par les condensateurs C_{gd} et C_{gs} , et la source de courant I_d .

Les valeurs des capacités C_{gd} et C_{gs} sont fonction des tensions présentes à leurs bornes. Nous pouvons assumer que ces capacités sont constantes quand le transistor est polarisé dans la zone de saturation parce qu'ils ont des non-linéarités qui ne sont pas très fortes. Ainsi, nous négligeons les non-linéarités introduites par C_{gd} et C_{gs} . Pour être rigoureux, nous devons mesurer et modéliser empiriquement C_{gd} dans la zone linéaire et trouver une équation qui décrit la valeur de C_{gs} en fonction de la tension à ses bornes.

Le courant dans la source de courant du drain est une fonction des tensions

internes de la grille et du drain. V_g et V_d . L'expression empirique suivante a été appliquée avec des bons résultats pour simuler le comportement d'un GaAs MES-FET :

$$I_d = (A_0 + A_1 V_g + A_2 V_g^2 + A_3 V_g^3) \tanh(\alpha V_d) \quad (2.59)$$

Dans l'équation 2.59 la dépendance de I_d de la tension V_g est donnée par une série de puissances. Le terme A_0 ne représente pas la transconductance. La dépendance de I_d de la tension V_d est une fonction hyperbolique. Il n'y a aucune raison théorique d'utiliser la fonction \tanh pour V_d ; elle est utilisée simplement parce qu'elle est similaire à la caractéristique I/V du drain. Les paramètres A_0 - A_3 et α doivent être ajustés (optimisés) pour qu'ils assurent une interpolation adéquate aux courbes $I-V$ mesurés.

Nous remarquons que les tensions V_g et V_d sont des tensions *internes*. D'habitude nous voulons connaître le comportement $I-V$ des éléments non-linéaires en fonction des tensions externes V_{GS} et V_{DS} . Quand nous mesurons en courant continu il n'y a pas de chute de tension aux bornes de R_t et R_g . Dans ce cas V_g et V_d sont reliés aux tensions V_{GS} et V_{DS} comme suit :

$$V_g = V_{GS} - R_s I_d \quad (2.60)$$

$$V_d = V_{DS} - (R_s + R_d) I_d \quad (2.61)$$

2.6 Modélisation d'une diode varactor

Nous avons présenté au chapitre précédent un modèle simple d'une diode varactor, figure 1.13. Dans cette section nous présentons les équations qui modélisent les éléments d'une diode varactor.

La valeur de la capacité du varactor, C_V , dépend de la tension CC inverse, V_R , appliquée aux bornes du varactor. Cette dépendance s'exprime par l'équation

suivante :

$$C_V = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_j}\right)^M} + C_p \quad (2.62)$$

où C_{j0} est la capacité de la jonction pour $V_R = 0$ et V_j . C_p et M sont des paramètres que nous devons extraire à partir des mesures.

Pour avoir un modèle qui s'approche le plus possible de la réalité nous ne pouvons pas négliger la résistance R_p . Le comportement de la résistance R_p en fonction de la tension inverse de polarisation de la diode varactor peut être décrit par l'équation suivante :

$$R_p = R_0 + R_1 V_R + R_2 V_R^2 \quad (2.63)$$

où R_0 , R_1 et R_2 sont des paramètres extraits à partir des mesures.

La valeur de la résistance série, R_s , est aussi fonction de la tension inverse de polarisation, mais elle peut être considérée constante. La valeur de R_s est généralement donnée par les fabricants.

La procédure d'extraction des paramètres inconnus dans les équations 2.62 et 2.63 est basée sur les paramètres $[S]$ mesurés de la diode varactor. Nous ajustons les paramètres des équations pour obtenir des erreurs minimales entre les résultats obtenus par simulation et les résultats des mesures des paramètres $[S]$.

2.7 Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre le cheminement analytique à suivre dans la modélisation d'un transistor *MESFET* et d'une diode varactor. Pour cela nous avons présenté et étudié le modèle électrique équivalent du transistor pour ensuite parvenir à sa modélisation. Dans le cas de la diode varactor, nous pouvons remarquer que sa modélisation est simple si l'on compare avec le transistor. Dans

le chapitre suivant nous présentons l'aspect pratique de la modélisation et l'utilité des modèles électriques équivalents dans la conception des oscillateurs micro-ondes et des antennes actives.

CHAPITRE 3

RÉALISATIONS

3.1 Introduction

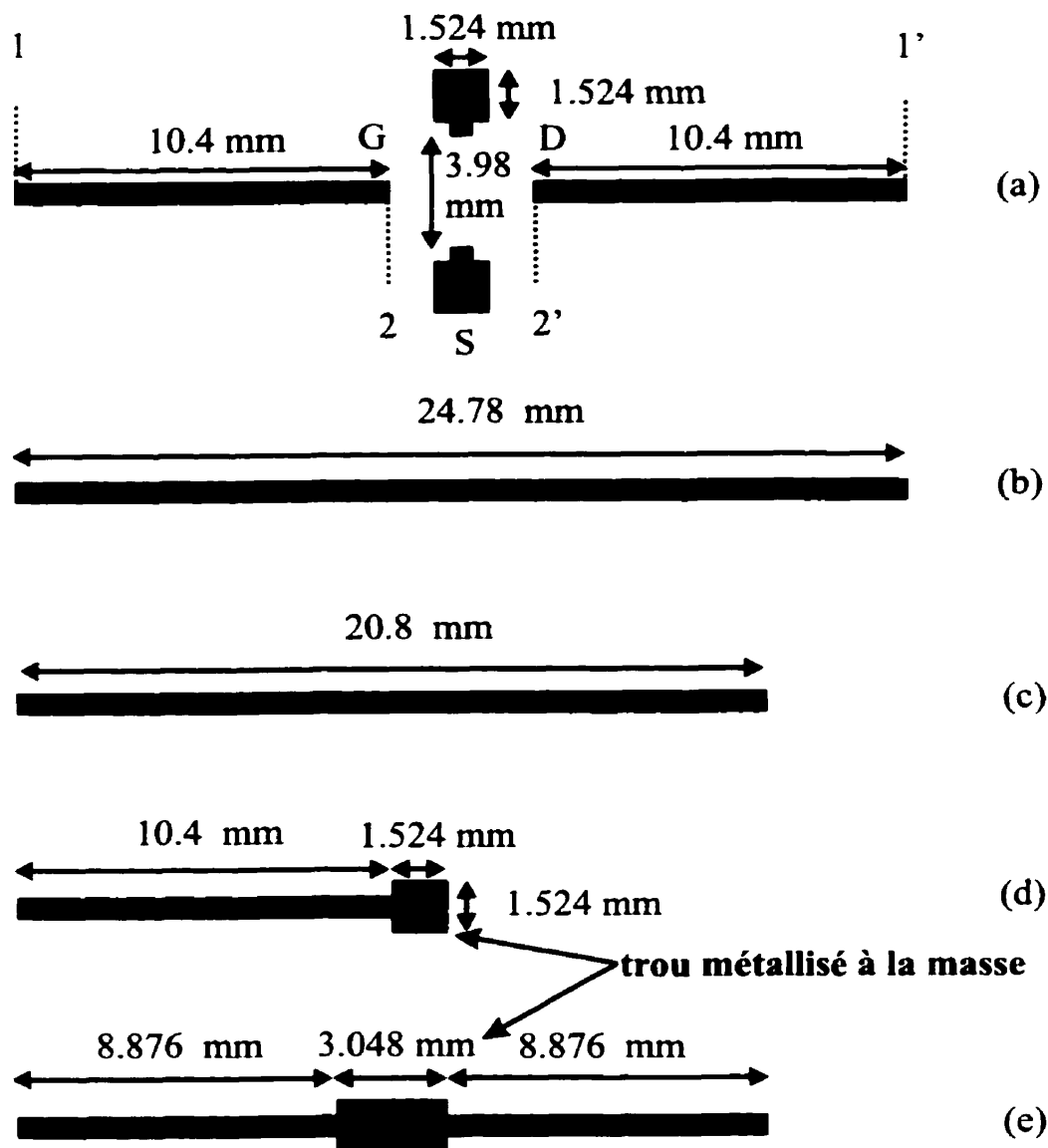
Dans les chapitres précédants nous avons présenté les méthodes de conception des oscillateurs et la modélisation des éléments actifs. Notre but est de concevoir une antenne active en technologie coplanaire. Dans ce chapitre nous présentons les résultats des mesures des éléments actifs, les étapes de la conception d'un VCO réalisé en technologie microruban, ainsi que les étapes de la conception d'un oscillateur réalisé en technologie coplanaire. Finalement, nous concevons un dipôle qui sera connecté avec le dernier VCO et qui va être utilisé comme élément rayonnant de l'antenne active réalisé en technologie coplanaire.

3.2 Mesures des caractéristiques du transistor et de la diode varactor

Nous avons choisi le transistor *GaAs MESFET ATF13786* produit par la compagnie *Hewlett Packard* et la diode varactor *SMV1139 – 011* produite par la compagnie *Alpha Industries*. Les fiches techniques des ces deux composants se trouvent dans l'Annexe I.

3.2.1 Mesure de la caractéristique DC du transistor

Le circuit de la figure 3.1-a nous a servi pour mesurer les courbes DC du transistor. Celui-ci a été monté en configuration source-commune et nous avons mesuré I_{DS} en fonction de V_{GS} pour des valeurs constantes de V_{DS} égales à 0.5, 1, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0 et 3.5 volts et I_{DS} en fonction de V_{DS} pour des valeurs constantes de V_{GS} égales à -0.4, -0.2, -0.1, 0.0, 0.1, 0.2 et 0.4 volts. Les courbes obtenus sont montrées dans les figures 3.2 et 3.3.



Largeur des lignes = 0.594 mm

Figure 3.1 – Masques des circuits utilisés pour les mesure des caractéristiques du transistor. (a) Mesure des paramètres $[S]$ du transistor. (b)-(c) Mesure du coefficient complexe de propagation. (d) Mesure du coefficient de reflexion d'un trou à la masse. (e) Mesure des paramètres $[S]$ de deux trous à la masse reliés en série.

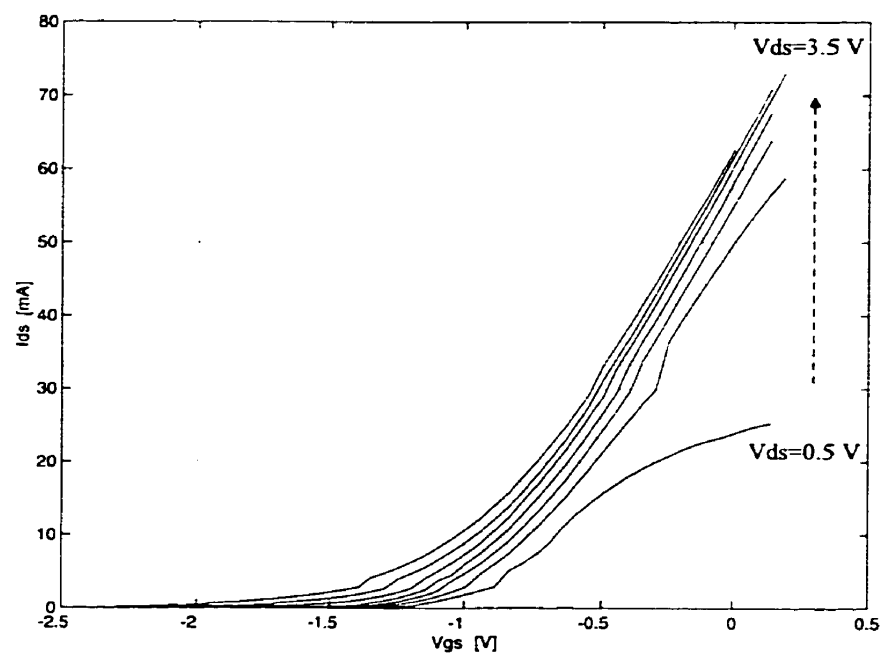


Figure 3.2 - I_{DS} en fonction de V_{GS} .

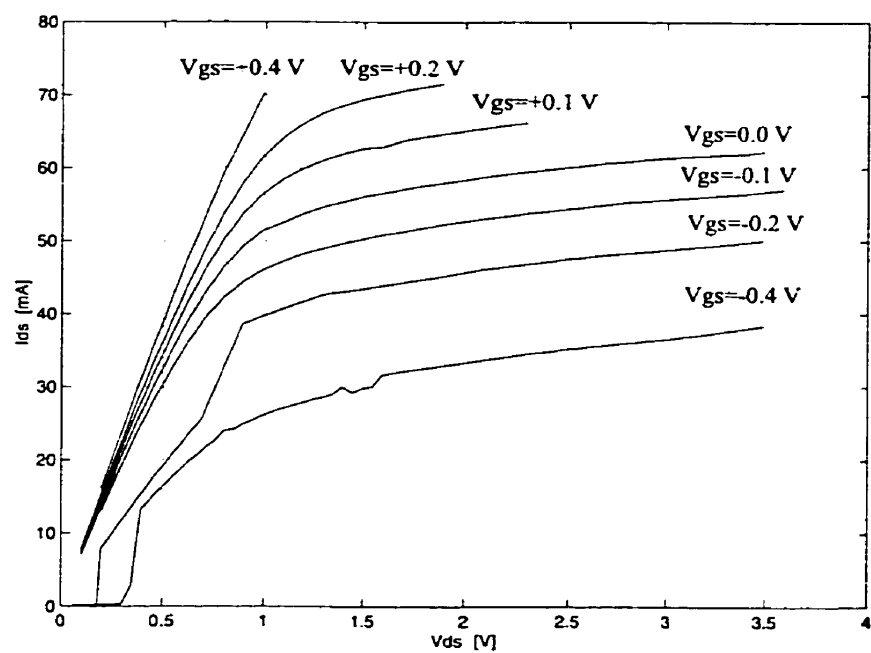


Figure 3.3 - I_{DS} en fonction de V_{DS} .

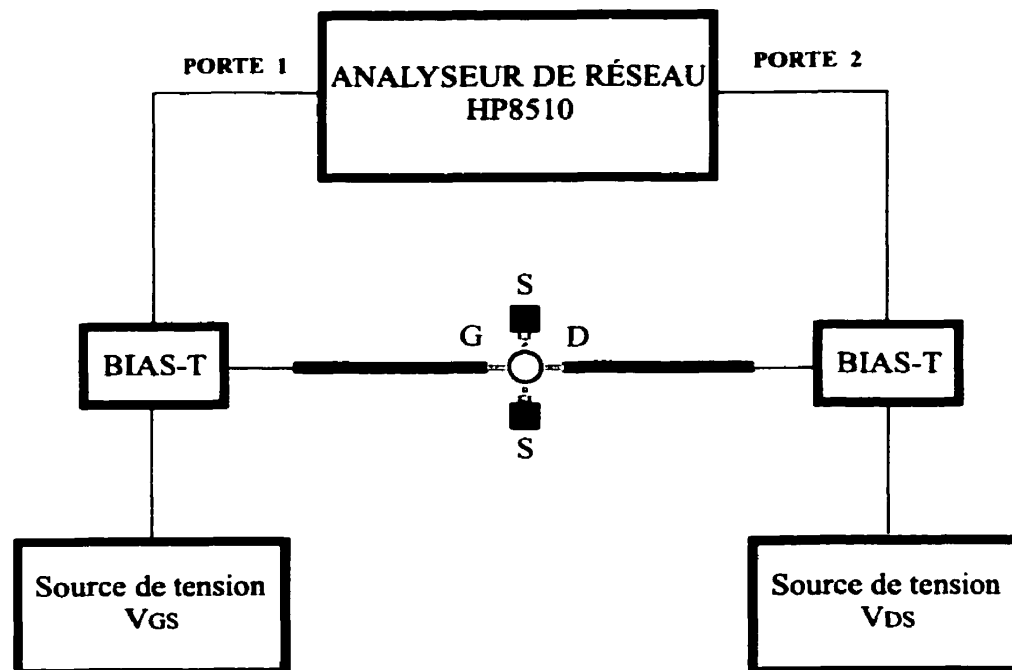


Figure 3.4 – Configuration du circuit de mesure des paramètres $[S]$ du transistor.

3.2.2 Mesure des éléments extrinsèques du modèle électrique du transistor

L'extraction des éléments extrinsèques se fait à partir des paramètres S mesurés du transistor. Nous utilisons le circuit de la figure 3.1(a), l'analyseur de réseau *HP8510C* et une fixture *Wiltron* pour mesurer les paramètres $[S]$, tel que montré dans la figure 3.4. Le substrat utilisé a l'épaisseur de 0.635 mm et la permittivité relative $\epsilon_r = 10.2$. La largeur des lignes de transmission est calculé avec le logiciel *Linecalc* de *MDS* pour avoir une impédance caractéristique égale à 50Ω à 6 GHz. Dans toutes les mesures que nous faisons nous devons enlever les effets des lignes de transmission (c'est à dire déplacer le plan de référence des mesures au niveau du transistor, voir figure 3.1(a)). Ensuite, nous devons enlever les impédances parasites introduites par la mise à la masse (trous métallisés à la masse ou *vias hole*).

Nous développons un programme en *Matlab* (voir Annexe IV) qui transforme les

paramètres $[S]$ mesurés dans les plans de référence 1-1' en paramètres $[S]$ au plan de référence 2-2', voir figure 3.1(a). Les lignes de transmission (b) et (c) dans la figure 3.1 servent à calculer le facteur d'atténuation, α , et la constante de propagation, β :

$$\alpha = -\frac{\ln(\text{mag}(S_{21}))}{L} \quad [\text{Neper}/m] \quad (3.1)$$

$$\beta = -\frac{\text{Phase}(S_{21})}{L} \quad [\text{rad}/m] \quad (3.2)$$

où L représente la longueur d'une ligne de transmission.

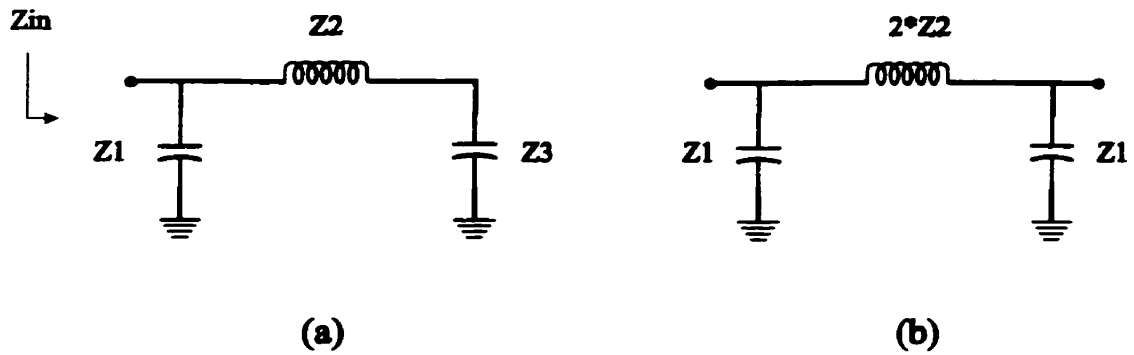


Figure 3.5 – (a) Modèle électrique d'un trou métallisé à la masse, voir figure 3.1(d). (b) Modèle électrique de deux trous métallisés en série, voir figure 3.1(e).

Le circuit équivalent d'un trou métallisé à la masse est montré dans la figure 3.5(a). Dans la figure 3.5(b) nous présentons le circuit électrique équivalent du circuit de la figure 3.1(e). Nous déterminons les valeurs des impédances du circuit équivalent d'un trou métallisé en utilisant les paramètres $[Y]$ obtenus à partir des paramètres $[S]$ mesurés. Pour le circuit de la figure 3.5(b) nous avons les équations

suivantes :

$$Y_{11m} = Y_1 + \frac{Y_2}{2} \quad (3.3)$$

$$Y_{12m} = Y_{21m} = -\frac{Y_2}{2} \quad (3.4)$$

$$Y_{22m} = Y_1 + \frac{Y_2}{2} \quad (3.5)$$

où m indique qu'il s'agit des valeurs mesurés.

Les impédances Z_1 et Z_2 sont déterminés à partir des équations 3.4-3.5 :

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{2}{Y_{11m} + Y_{12m} + Y_{21m} + Y_{22m}} \quad (3.6)$$

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} = -\frac{1}{Y_{21m} + Y_{12m}} \quad (3.7)$$

L'admittance d'entrée du trou métallisé est mesurée sur le circuit de la figure 3.1(d) :

$$Y_{in_m} = Y_1 + \frac{Y_2 Y_3}{Y_2 + Y_3} \quad (3.8)$$

L'impédance Z_3 du modèle électrique du trou métallisé est obtenu des équations 3.6, 3.7 et 3.8 :

$$Z_3 = \frac{Y_{in_m} - Y_2 - Y_1}{(Y_1 - Y_{in_m})Y_2} \quad (3.9)$$

Nous développons un programme en MATLAB (voir Annexe IV) qui calcule ces impédances parasites et les soustrait des paramètres $[S]$ dans le plan de référence du transistor.

Pour déterminer les capacités extrinsèques du transistor nous faisons des me-

sures de paramètres $[S]$ de 1 à 12 GHz avec un pas de 200 MHz. Comme nous avons expliqué au chapitre précédent, nous mesurons les paramètres $[S]$ du transistor dans plusieurs points de polarisation directe et dans les points de polarisation inverse correspondants :

	<u>Polarisation directe</u>	<u>Plarisation inverse</u>
Mesure 1	$\begin{cases} V_{GS} = -1.09 \text{ V} \\ I_{DS} = 3.8 \text{ mA} \\ V_{DS} = 2.0 \text{ V} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{GS} = -3.04 \text{ V} \\ I_{DS} = -3.8 \text{ mA} \\ V_{DS} = -2 \text{ V} \end{cases}$
Mesure 2	$\begin{cases} V_{GS} = -1.18 \text{ V} \\ I_{DS} = 2.0 \text{ mA} \\ V_{DS} = 2.0 \text{ V} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{GS} = -3.17 \text{ V} \\ I_{DS} = -2.0 \text{ mA} \\ V_{DS} = -2.0 \text{ V} \end{cases}$
Mesure 3	$\begin{cases} V_{GS} = -1.28 \text{ V} \\ I_{DS} = 1.0 \text{ mA} \\ V_{DS} = 2.0 \text{ V} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{GS} = -3.30 \text{ V} \\ I_{DS} = -1.0 \text{ mA} \\ V_{DS} = -2.0 \text{ V} \end{cases}$

À l'aide du programme *capacites.m*, écrit en MATLAB (voir Annexe IV), nous traitons les résultats de ces mesures et nous calculons les valeurs des capacités C_{pg} , C_{pd} et C_{ps} à chaque point de mesure. La figure 3.6 présente l'affichage du programme au moment où nous devons choisir une de deux solutions possibles. Après avoir fait ce choix, nous indiquons aussi jusqu'à quelle fréquence les capacités ont des valeurs qui ne varient pas beaucoup avec la fréquence. Ensuite, le programme

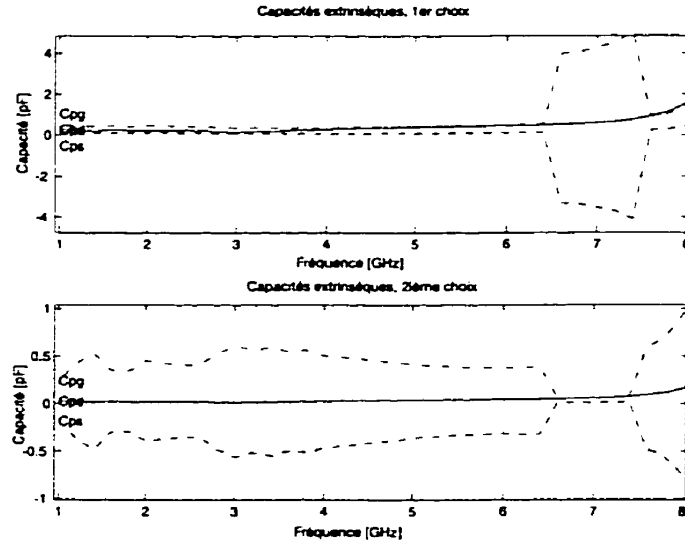


Figure 3.6 - Exemple d'affichage du programme *capacites.m*.

calcule les valeurs moyennes des capacités extrinsèques dans cette intervalle de fréquences. Dans le cas de la figure 3.6 la première solution est la bonne et la fréquence maximale est 6.4 GHz.

Dans les trois cas mesurés les valeurs des capacités obtenus sont :

$$\text{Mesure 1} \quad \begin{cases} C_{pg} = 375 \text{ fF} \\ C_{pd} = 293 \text{ fF} \\ C_{ps} = 90 \text{ fF} \end{cases}$$

$$\text{Mesure 2} \quad \begin{cases} C_{pg} = 387 \text{ fF} \\ C_{pd} = 287 \text{ fF} \\ C_{ps} = 94 \text{ fF} \end{cases}$$

$$\text{Mesure 3} \quad \begin{cases} C_{pg} = 394 \text{ fF} \\ C_{pd} = 277 \text{ fF} \\ C_{ps} = 98 \text{ fF} \end{cases}$$

Nous observons que les valeurs des capacités ne varient pas beaucoup d'une mesure à l'autre. Pour le modèle électrique du transistor nous prenons les valeurs moyennes des ces résultats :

$C_{pg} = 385 \text{ fF}$ $C_{pd} = 285 \text{ fF}$ $C_{ps} = 94 \text{ fF}$
--

Les mesures *cold FET* nous permettent de déterminer les inductances L_s , L_g et L_d . Nous effectuons plusieurs mesures de paramètres S avec la tension drain-source égale à zéro, $V_{DS} = 0$. Pour chaque mesure le programme *cold_L.m.* aussi écrit en *MATLAB* (voir Annexe IV), calcule les inductances extrinsèques :

$$\text{Mesure 1} \quad \begin{cases} V_{GS} = 0.8 \text{ V} \\ V_{DS} = 0.0 \text{ V} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} L_s = 0.561 \text{ nH} \\ L_g = 2.104 \text{ nH} \\ L_d = 1.999 \text{ nH} \end{cases}$$

$$\text{Mesure 2} \quad \begin{cases} V_{GS} = 0.9 \text{ V} \\ V_{DS} = 0.0 \text{ V} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} L_s = 0.569 \text{ nH} \\ L_g = 2.195 \text{ nH} \\ L_d = 2.052 \text{ nH} \end{cases}$$

$$\text{Mesure 3} \left\{ \begin{array}{l} V_{GS} = 1.0 \text{ V} \\ V_{DS} = 0.0 \text{ V} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_s = 0.570 \text{ nH} \\ L_g = 2.215 \text{ nH} \\ L_d = 2.048 \text{ nH} \end{array} \right.$$

$$\text{Mesure 4} \left\{ \begin{array}{l} V_{GS} = 1.1 \text{ V} \\ V_{DS} = 0.0 \text{ V} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_s = 0.573 \text{ nH} \\ L_g = 2.240 \text{ nH} \\ L_d = 2.005 \text{ nH} \end{array} \right.$$

$$\text{Mesure 5} \left\{ \begin{array}{l} V_{GS} = 1.2 \text{ V} \\ V_{DS} = 0.0 \text{ V} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_s = 0.575 \text{ nH} \\ L_g = 2.245 \text{ nH} \\ L_d = 2.042 \text{ nH} \end{array} \right.$$

Nous calculons les valeurs moyennes des inductances obtenu dans ces mesures. Ces valeurs vont être utilisées dans la modélisation du transistor :

$L_s = 0.569 \text{ nH}$ $L_g = 2.199 \text{ nH}$ $L_d = 2.029 \text{ nH}$
--

Après avoir trouvé les valeurs des inductances nous devons faire les mesures de paramètres [S] pour déterminer les résistances parasites R_s , R_d et R_g du modèle électrique. Nous avons expliqué au chapitre précédent les conditions dans lesquelles nous prenons les mesures pour trouver d'abord les résistances R_{diode} et R_g . Malheureusement, il nous a été impossible de respecter les conditions de mesures décrites dans la section 3.4.1. Le courant I_d devrait être égale à $I_g/2$ en tout temps, voir figure 2.6. Pour respecter cette condition nous devons polariser le transistor à l'aide de deux sources de courant. De plus, nous devons avoir un système de contrôle de

ces sources pour ajuster les courants et maintenir l'égalité $I_d = I_g/2$. Dans notre laboratoire nous ne disposons pas pour l'instant de l'équipement nécessaire pour effectuer ces mesures.

À la suite de ces inconvénients, nous avons demandé à la compagnie *Hewlett Packard* si il peuvent nous fournir un modèle électrique non-linéaire du transistor *ATF13786*. La réponse a été positive et nous avons reçu un modèle non-linéaire du type *EEFET3* développé en 1994. Cependant, la compagnie *Hewlett Packard* ne nous a pas garanti la validité des résultats obtenus avec ce modèle et nous a conseillé d'extraire notre propre modèle non-linéaire. Dans nos simulations nous allons utiliser le modèle non-linéaire *EEFET3* du transistor *ATF13786*.

3.2.3 Extraction du modèle non-linéaire de la diode varactor

La diode varactor a été monté avec l'anode à la masse sur le circuit de la figure 3.7. La hauteur du substrat est de 1.27 mm et la permittivité relative à une valeur de 6.15. La largeur de la ligne, $w = 1.875$ mm, a été calculé avec le logiciel *Linecalc* pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω à 5.8 GHz. La longueur de la ligne de transmission qui alimente la diode est égale à une longueur d'onde, $L = 24.32$ mm.

Nous mesurons les paramètres S de la diode varactor de 5.7 à 5.9 GHz dans plusieurs points de polarisation inverse, $V_R = 0, 1, 2, \dots, 12$ V. Pour chaque mesure nous allons extraire les valeurs de R_p et C_V . En effet, nous optimisons R_p et C_V dans le but d'avoir le même résultat de simulation du circuit équivalent avec les mesures. Dans la figure 3.8 nous présentons le schéma et la configuration de la simulation réalisé avec le logiciel *MDS* de *Hewlett Packard*. La diode varactor est modélisé par la capacité C_V en parallèle avec la résistance R_p et les autres capacités et inductances modélisent la capsule de la diode (voir Annexe I). Les valeurs R_p et C_V obtenus sont montrées dans le tableau 3.1.

Maintenant, nous devons identifier les paramètres des équations 2.62 et 2.63.

Er=6.15
H=50 mil
SMV 1139-011
25.05.99
TEO

Figure 3.7 – Circuit de mesure de la diode varactor.

OPTIMIZE A DIODE CIRCUIT TO MEASURED S-PARAMETERS

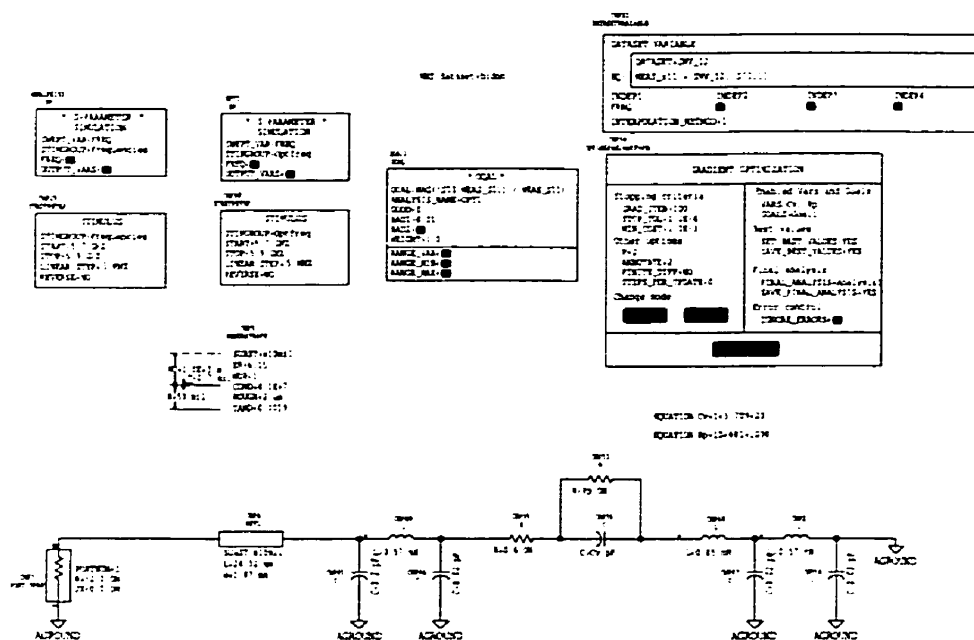


Figure 3.8 – Circuit MDS pour l'optimisation de R_p et C_V .

Tableau 3.1 – Valeurs des capacités et résistances extraites.

V_R [V]	C_V [pF]	R_p [Ω]
0	9.956	69.7
1	8.287	127
2	7.224	179
3	6.397	239
4	5.697	311
5	5.141	376
6	4.690	469
7	4.360	579
8	4.130	679
9	3.969	765
10	3.856	817
11	3.770	872
12	3.700	881

Tableau 3.2 – Valeurs des paramètres optimaux pour les équations du C_V et R_p .

C_{j0}	V_j	M	C_p	R_0	R_1	R_2
9.956	2.175	0.586	0.215	68.182	55.410	1.720

Nous faisons d'autres simulations avec *MDS* en optimisant cette fois les valeurs des paramètres C_{j0} , V_j , M , et C_p pour la capacité C_V et les paramètres R_0 , R_1 et R_2 pour la résistance R_p . Les paramètres optimaux obtenus sont présentés dans le tableau 3.2 et les équations qui décrivent le comportement de C_V et R_p en fonction de la tension inverse, V_R , sont :

$$C_V = \frac{9.956}{\left(1 + \frac{V_R}{2.175}\right)^{0.586}} + 0.215 \quad [\text{pF}] \quad (3.10)$$

$$R_p = 68.182 + 55.41V_R + 1.72V_R^2 \quad [\Omega] \quad (3.11)$$

Dans la figure 3.9 nous présentons un tableau comparatif des valeurs de C_V et R_p obtenues à partir des mesures et à partir des équations 3.10 et 3.11.

Le logiciel *MDS* offre la possibilité aux utilisateurs de créer des composants

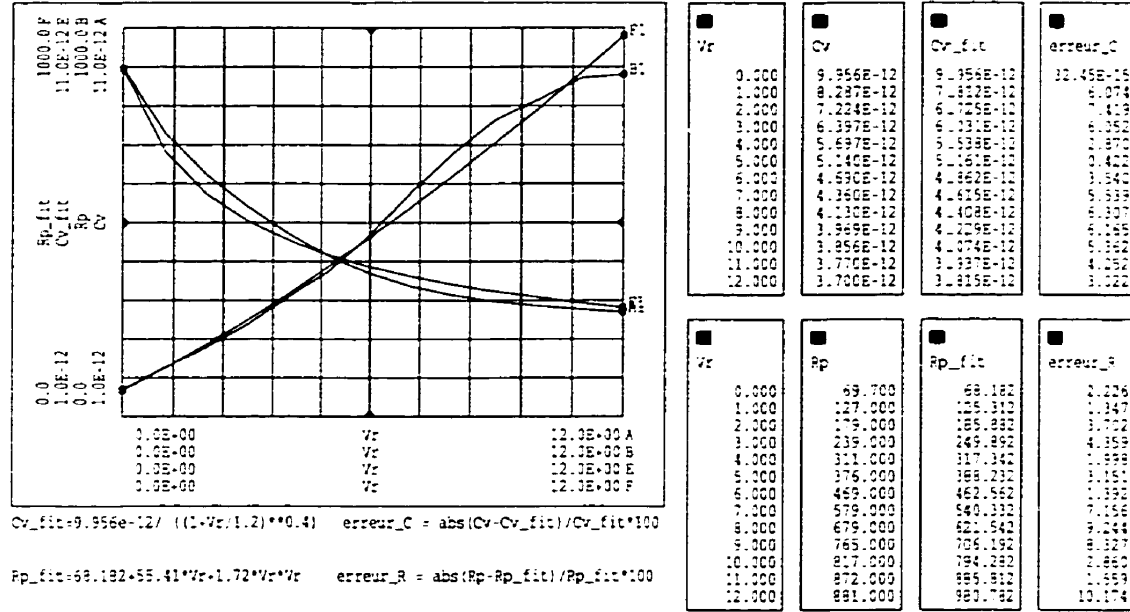


Figure 3.9 – Comparaison entre les valeurs C_V et R_p simulées et mesurées.

non-linéaires personnalisés. Ces composants s'appellent *SDDs* (*Symbolically Defined Devices*). À l'aide des *SDDs* nous pouvons définir un modèle non-linéaire en spécifiant les équations qui relient les courants et les tensions aux portes du dispositif, ainsi que leur dérivés. Nous créons deux *SDD* qui modélisent la capacité C_V et la résistance R_p . Les équations qui régissent les *SDD* sont :

$$i(t) = C_V \frac{dv(t)}{dt} \quad (3.12)$$

$$i(t) = \frac{v(t)}{R_p} \quad (3.13)$$

$$(3.14)$$

où $i(t)$ et $v(t)$ sont le courant et la tension aux bornes de chaque *SDD*.

En reliant les deux *SDD* en parallèle et le circuit qui modélise la capsule de la diode nous obtenons le modèle non-linéaire de la diode varactor. Nous simulons les paramètres $[S]$ de ce modèle et nous comparons les résultats de la simulation avec

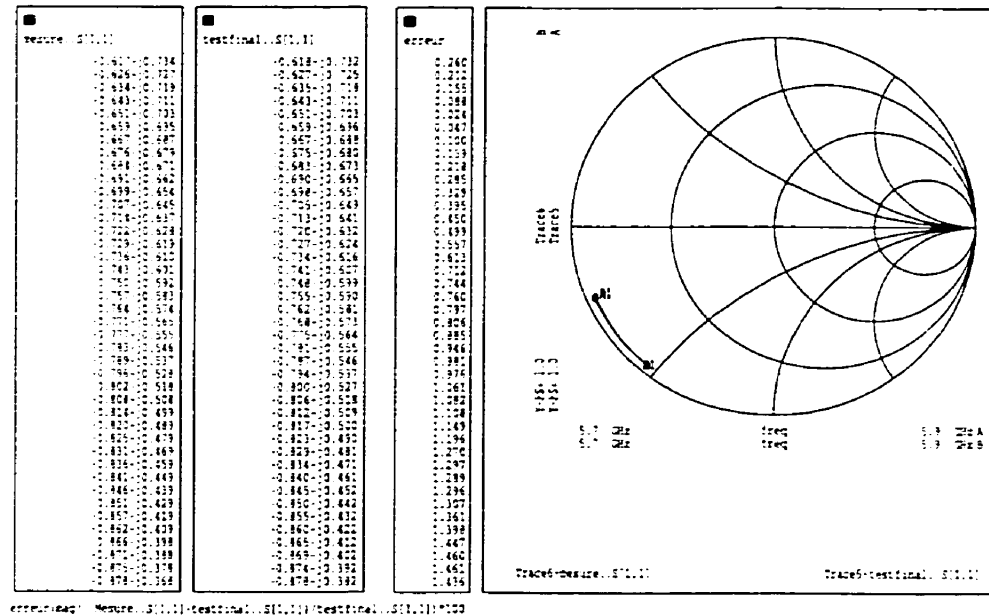


Figure 3.10 – Comparaison entre les paramètres S mesurés et simulés.

les résultats de mesure de la diode. La figure 3.10 présente les résultats de mesure et celles de simulation ainsi que l'erreur relative du modèle non-linéaire par rapport aux mesures.

3.3 Oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz réalisé avec des lignes de transmission microrubans

La conception de l'oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz est réalisé à l'aide du logiciel *MDS* (i.e. *Microwave Design System*) de *Hewlett Packard*. Nous utilisons le transistor *ATF13786* en configuration grille-commune. Avec la grille à la masse le transistor est instable dans une bande de fréquence plus grande que si l'on utilise dans une autre configuration. D'abord, nous allons concevoir un oscillateur à 5.8 GHz avec le transistor qui est couple à son terminal de source avec la diode varactor *SMV1139 – 011*. La diode varactor n'est pas polarisé pendant la conception de l'oscillateur. Ensuite, en faisant varier la tension inverse sur la diode varactor, nous

contrôlons la fréquence d'oscillation du transistor. Toutes les circuits microrubans ont été réalisés sur des substrats d'alumine d'épaisseur égale à 0.635 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 10.2$

La première étape dans la conception de l'oscillateur est d'établir le point de polarisation du transistor. Nous simulons le fonctionnement CC du transistor et nous traçons les courbes de I_{DS} en fonction de V_{GS} et V_{DS} , figures 3.11 et 3.12. L'erreur relative maximale entre le courant I_{DS} mesuré (voir figures 3.2 et 3.3) et le courant I_{DS} simulé est de 31.42%. Nous choisissons le point de polarisation du transistor pour que celui-ci fonctionne en classe A d'amplification : le courant I_{DS} doit être égale à la moitié de I_{DSS} , $I_{DS} \approx 0.5I_{DSS}$, et la tension $V_{DS} \approx (V_{DSmax} + V_{DSmin})/2$. Le point statique de fonctionnement du transistor est le suivant :

$$V_{DS} = 2.176 \text{ V} \qquad V_{SG} = 0.324 \text{ V} \qquad I_{DS} = 33 \text{ mA}$$

Nous concevons un circuit qui servira à polariser le transistor sans influencer son fonctionnement *RF*. Un tel circuit doit agir comme un circuit ouvert à 5.8 GHz. La figure 3.13 présente le schéma du circuit. Nous avons une ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$ et d'impédance caractéristique égale à 70 Ω qui se termine par une capacité à la masse créée par les deux papillons. Une autre ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$ terminée par une capacité discrète de 100 pF en parallèle avec une résistance est reliée à la première ligne de transmission. Les longueurs de ces lignes ont été optimisées en *MDS* et le résultat de la simulation petit signal de ce circuit est présenté dans la figure 3.14. Nous connectons à la source et au drain un circuit de polarisation. Les valeurs des résistances utilisées pour que le transistor fonctionne dans le point statique choisi sont : $R_S = 10 \Omega$ à la source, et $R_D = 15 \Omega$ au drain. La tension d'alimentation *DC* au drain est de 3 volts.

Avant d'analyser la stabilité du transistor nous couplons la diode varactor, ainsi

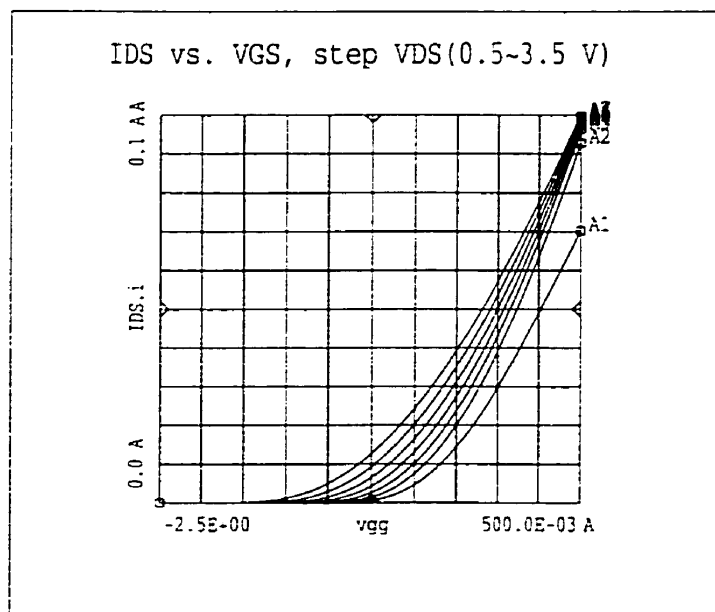


Figure 3.11 – I_{DS} en fonction de V_{GS} (simulation).

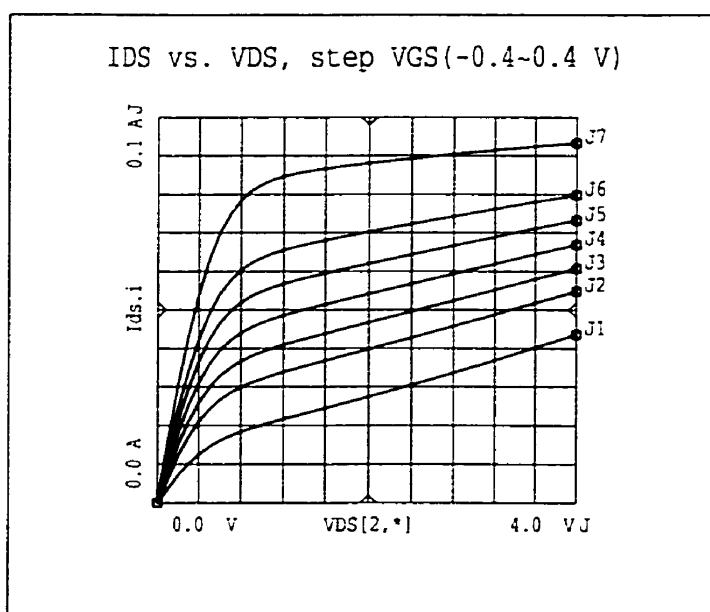


Figure 3.12 – I_{DS} en fonction de V_{DS} (simulation).

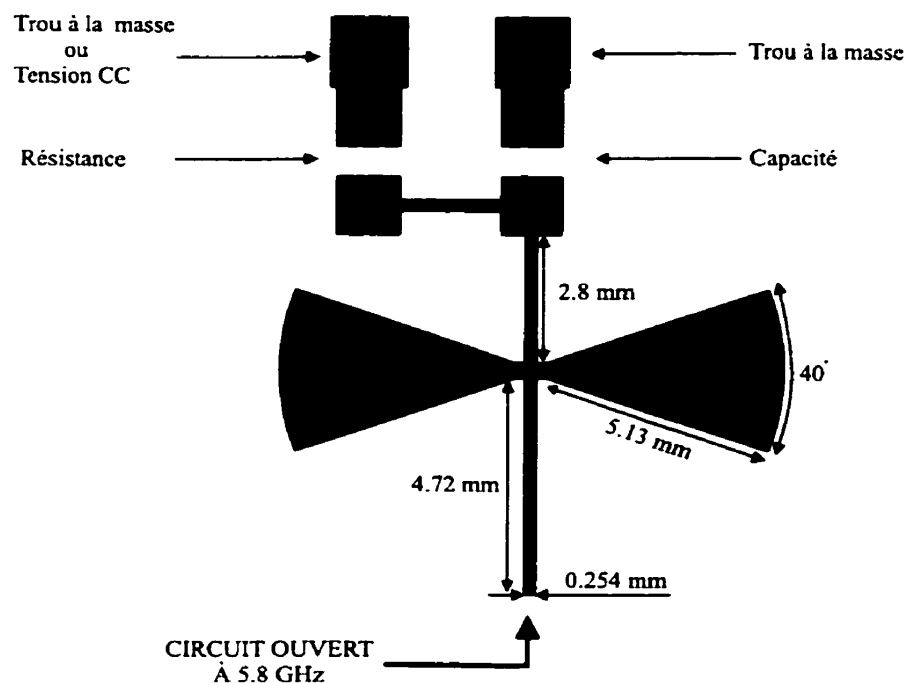


Figure 3.13 - Circuit d'alimentation CC.

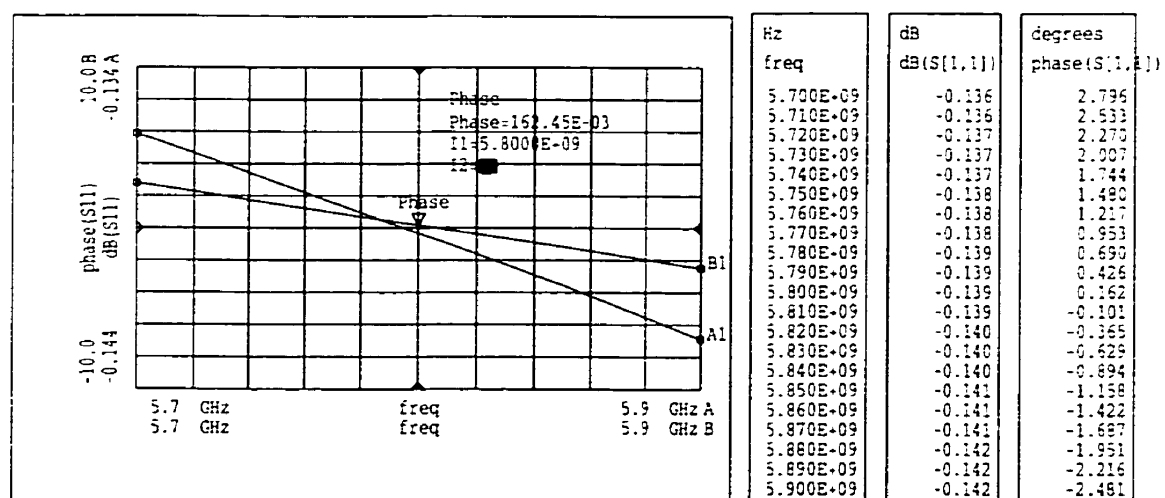


Figure 3.14 - Résultats de simulation du circuit d'alimentation DC.

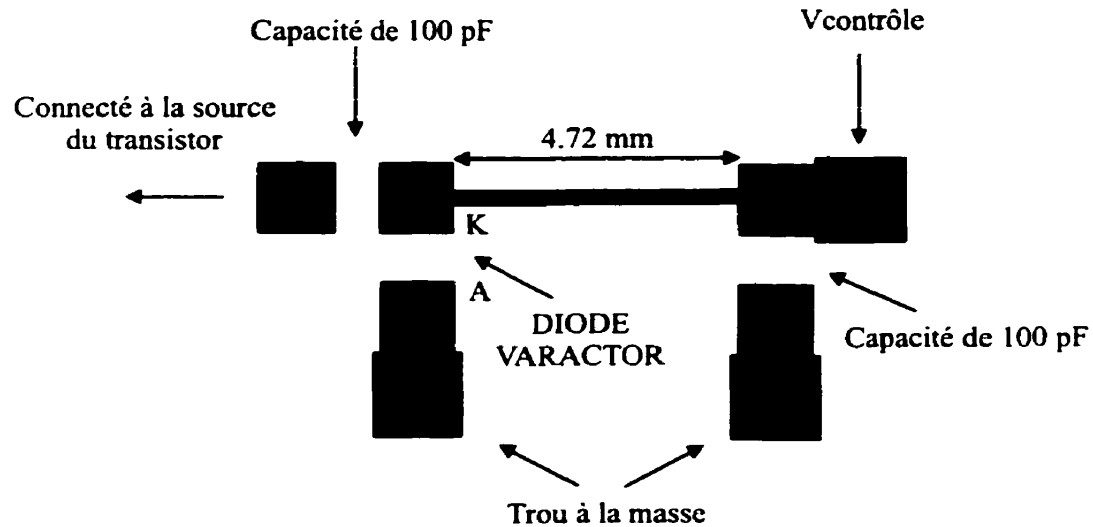


Figure 3.15 – Circuit d'alimentation *DC* de la diode varactor.

que son circuit d'alimentation *DC*, à un de deux terminaux de source du transistor. Le circuit d'alimentation *DC* de la diode est présenté dans la figure 3.15. Par la suite, dans la conception de l'oscillateur nous considérons que la diode varactor non polarisée et le transistor forment un dispositif à deux portes. Nous allons traiter ce dispositif comme un nouveau transistor.

Les cercles de stabilité à l'entrée (source du transistor) et à la sortie (drain du transistor) sont simulés en *MDS* pour différentes fréquences dans la bande *ISM* (*Industrial, Scientific and Medical band*), voir la figure 3.16. Nous observons que le facteur de stabilité k est négatif dans cette bande de fréquence. Donc, le transistor est potentiellement instable à ces fréquences.

Nous trouvons le point sur l'abaque de Smith dans la région instable à l'entrée tel que la résistance négative vue au drain du transistor soit maximale. Ce point, $\Gamma_T = 0.98\angle -96.75^\circ$, correspond à l'impédance vue par la source du transistor. Cette impédance est réalisé avec trois lignes de transmission qui finissent en circuit ouvert connectées en parallèle et une ligne de transmission qui les relie à la source du transistor, figure 3.17. Les longueurs des ces lignes de transmission ont été

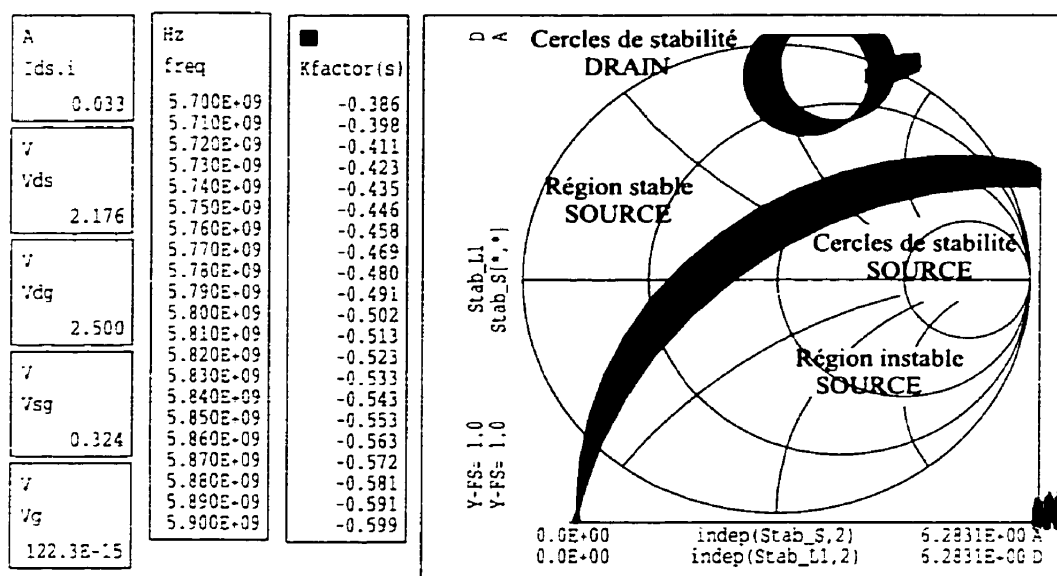


Figure 3.16 – Analyse de la stabilité du transistor.

optimisées en *MDS* pour obtenir le coefficient de réflexion $\Gamma_T = 0.98\angle -96.75^\circ$. La largeur des lignes microrubans, $w = 0.574 \text{ mm}$, a été calculé avec le logiciel *Linccalc* pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω à 5.8 GHz . La longueur d'onde dans le guide, λ_g , est 19.79 mm .

Avec le circuit d'adaptation de la figure 3.17 connecté à la source du transistor, nous obtenons un dispositif à une seule porte qui présente une résistance active

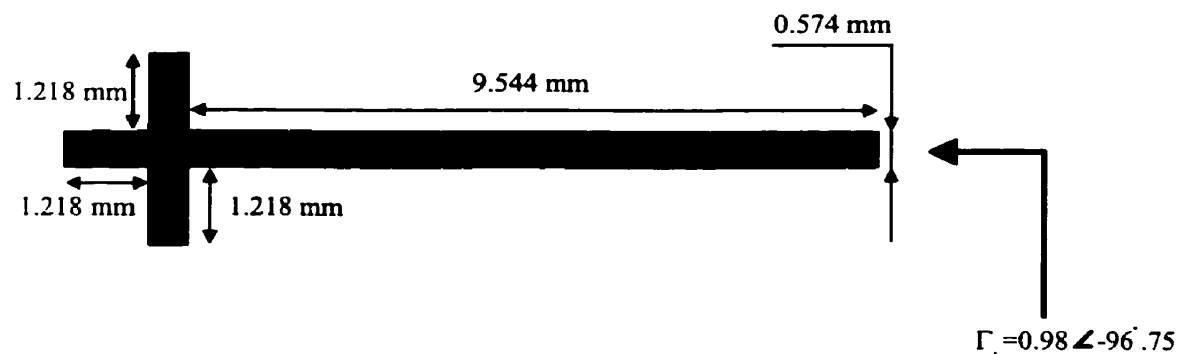


Figure 3.17 – Circuit d'adaptation à la source du transistor.

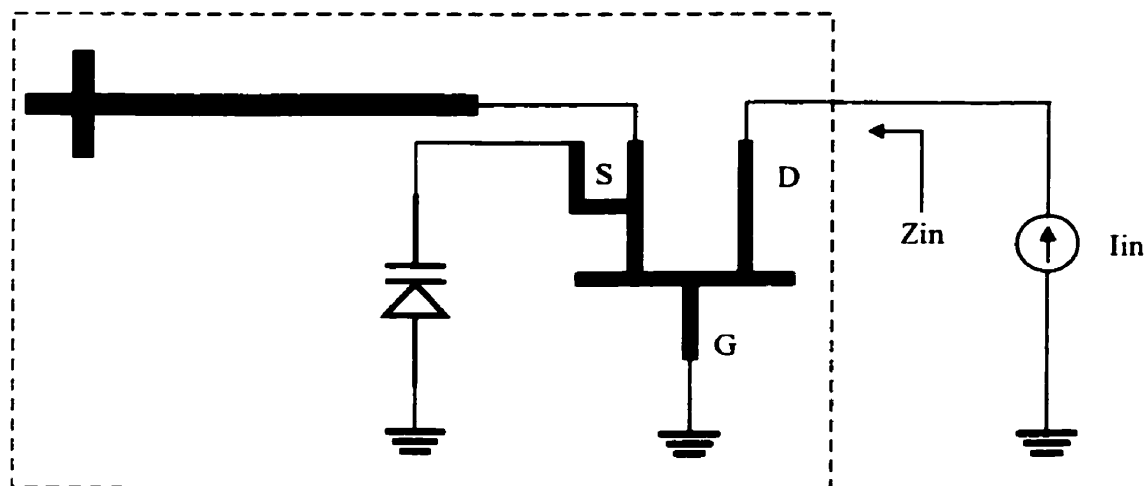


Figure 3.18 – Schéma du circuit de la simulation grand-signal.

négative à son entrée. Nous faisons une simulation petit signal en *MDS* de ce dispositif et nous trouvons l'impédance active de l'entrée (au drain) à 5.8 GHz égale à $Z_{IN\text{drain}} = -23.38 - j63 \Omega$. Si nous concevons un circuit d'adaptation qui présente à son entrée une impédance avec une partie réelle positive plus petite que 23.38Ω et la partie imaginaire égale à 63Ω nous sommes assurés que le transistor oscillera à 5.8 GHz. D'habitude, pour optimiser la puissance de sortie de l'oscillateur, la partie réelle de cette impédance est égale à un tiers de la résistance active négative en module. Cette règle est valable si nous supposons que la résistance active négative varie d'une façon linéaire avec l'amplitude du courant de drain (voir section 2.4).

La meilleure façon d'optimiser la puissance de sortie de l'oscillateur est de faire une analyse grande-signal du transistor. Nous faisons une simulation grand-signal en *MDS* du dispositif à une porte avec résistance active négative. Dans cette simulation nous mesurons la puissance de sortie de l'oscillateur, ainsi que l'impédance active d'entrée du réseau à une porte, en fonction de l'amplitude du courant à la sortie à 5.8 GHz. Dans la figure 3.18 nous présentons le schéma du circuit simulé sans le réseau d'alimentation *DC* du transistor et de la diode varactor.

Les résultats de la simulation grand signal sont présentés dans la figure 3.19.

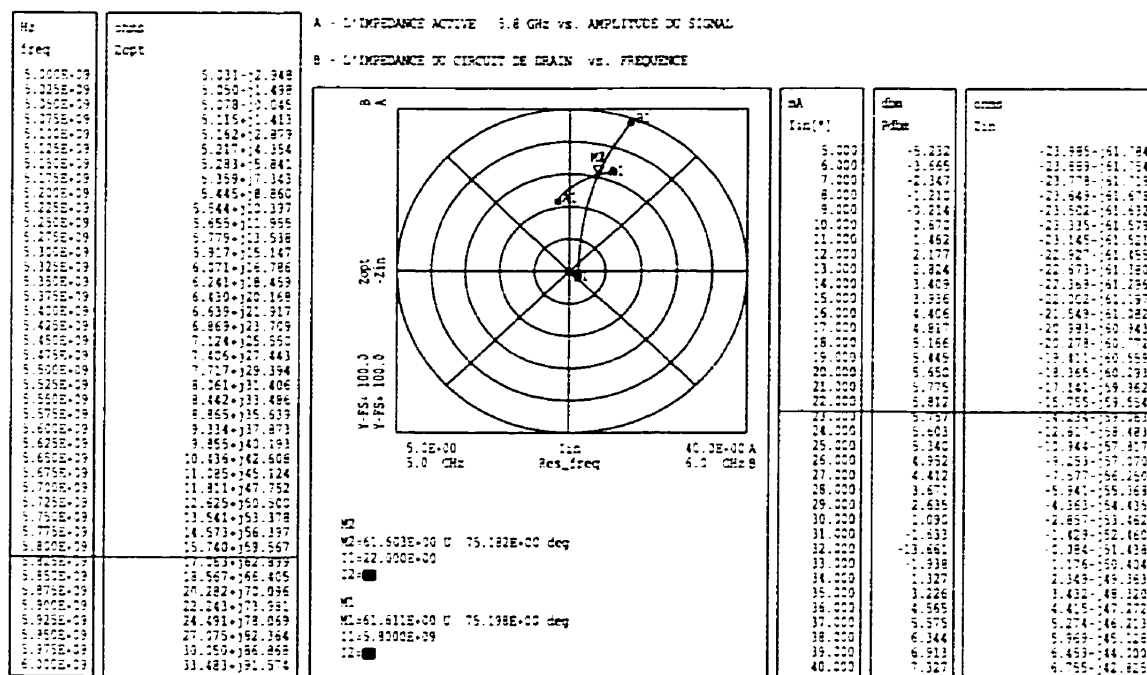


Figure 3.19 – Résultats de la simulation grand signal et de la simulation petit signal du réseau d'adaptation au drain.

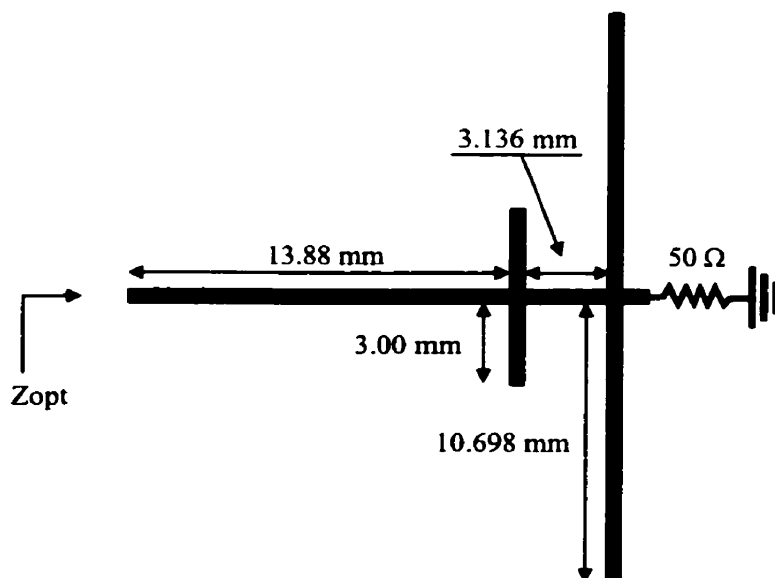


Figure 3.20 – Circuit d'adaptation au drain du transistor.

Nous observons dans cette figure que la puissance maximale, $P_{max} = 5.812 \text{ dBm}$, est atteinte quand le courant I_{in} a une valeur de 22 mA et l'impédance $Z_{in} = -15.755 - j59.554 \Omega$. Donc, la valeur de l'impédance optimale que nous devons présenter au drain est $Z_{opt} = 15.755 + j59.554 \Omega$. Nous concevons le réseau d'adaptation au drain en *MDS* pour obtenir cette impédance et nous obtenons le circuit de la figure 3.20.

Dans la figure 3.19 nous avons insère les résultats de la simulation petit signal de 5 GHz à 6 GHz du circuit d'adaptation au drain. La variation de l'impédance du circuit de drain en fonction de la fréquence et la variation du complément ¹ de l'impédance active en fonction du courant de drain sont tracés sur le même graphique. Le point d'intersection de ces deux courbes représente le point d'oscillation du transistor. Comme nous pouvons l'observer sur le graphique, le transistor va osciller à 5.8 GHz et la puissance de sortie du signal est de 5.812 dBm.

Le schéma du circuit final est présenté dans la figure 3.21. Nous analysons ce circuit par la méthode d'équilibrage harmoniques en *MDS* (*Harmonic Balance*). Les résultats de cette simulation sont présentés dans la figure 3.22. La puissance de sortie est de 5.299 dBm à 5.795 GHz. Les niveaux des signaux aux harmoniques supérieures ne dépassent pas -41 dBm. Les résultats de l'analyse du bruit de phase sont présentés dans la figure 3.23. Le bruit de phase à 100 kHz de la fréquence fondamentale est de -115.7 dBc.

La fréquence d'oscillation du transistor peut être contrôlée avec la tension continue, $V_{contrôle}$, appliquée au cathode de la diode varactor. Nous varions cette tension de 0 à 12 volts et les résultats des simulations pour chaque tension sont présentés dans la figure 3.24. L'oscillateur balaye une plage de fréquence de 60 MHz entre 5.795 GHz et 5.855 GHz. Dans cette bande, la variation de la puissance du signal de l'oscillateur ne dépasse pas 1.513 dBm et le gain de l'oscillateur contrôlé en tension est approximativement 5 MHz/V.

¹Le complément d'une impédance $Z = a + jb$ est défini comme $Z_c = -a - jb$

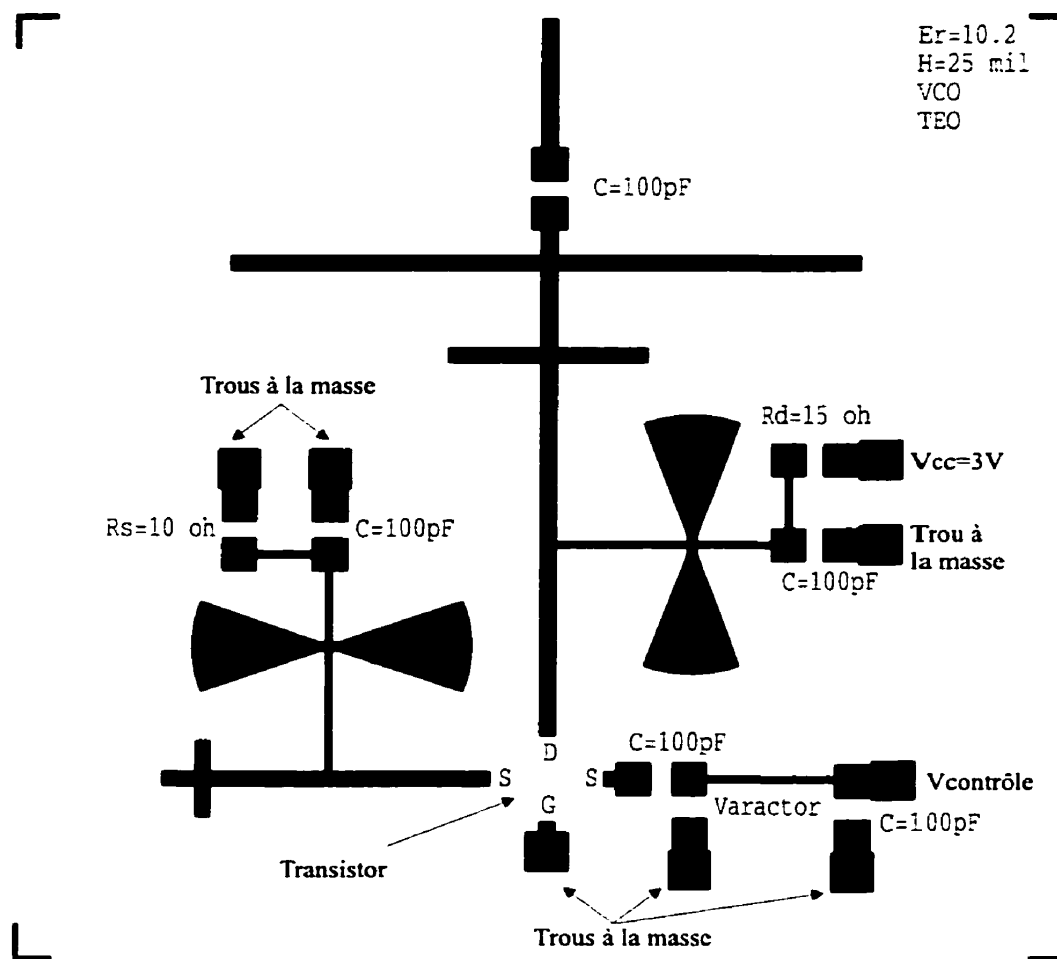


Figure 3.21 – Schéma de l'oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz.

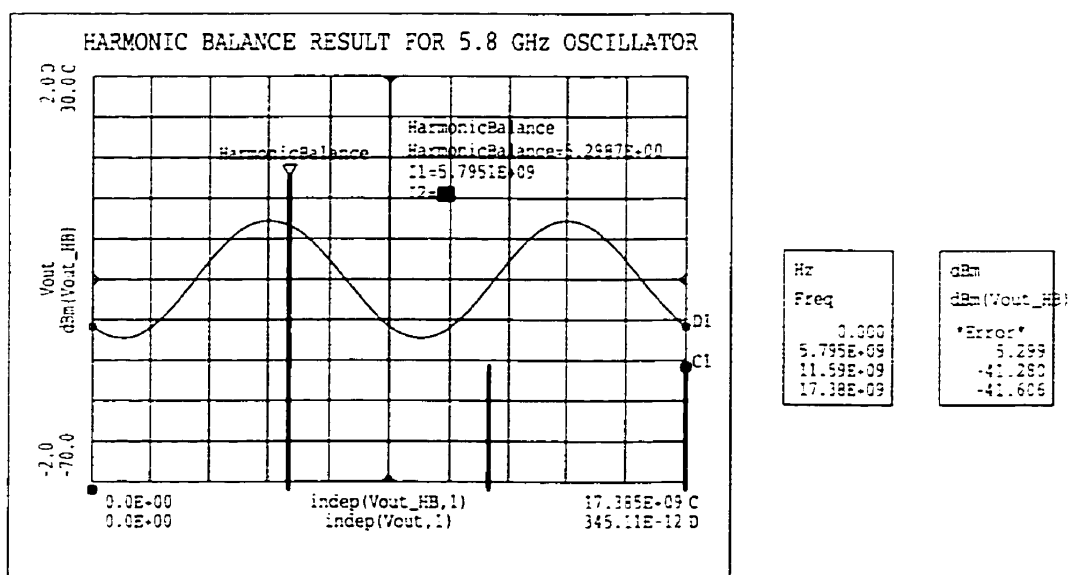
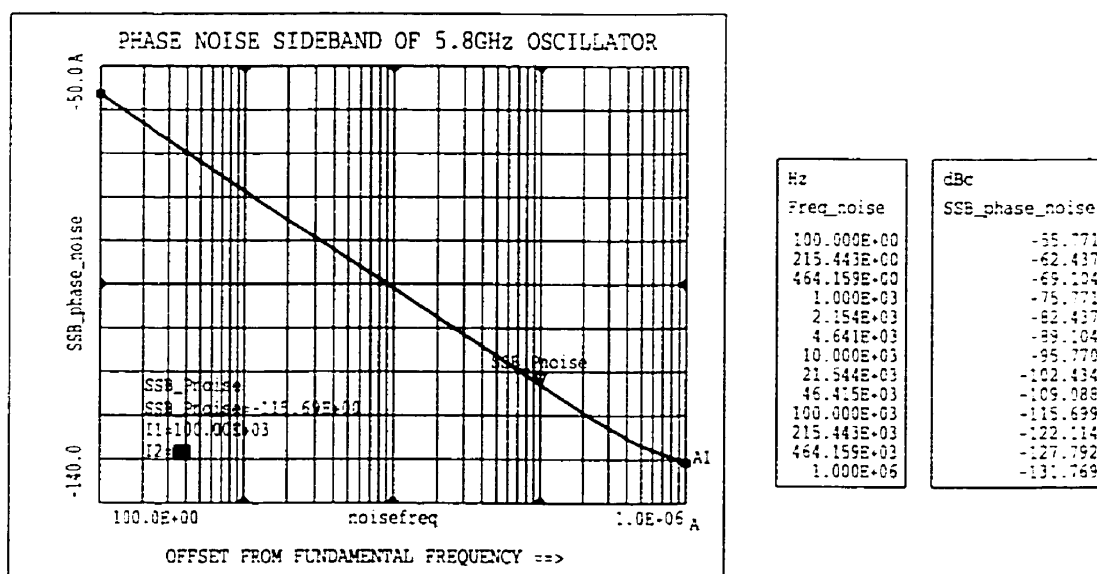
Figure 3.22 – Résultats de la simulation *Harmonic Balance*.

Figure 3.23 – Bruit de phase de l'oscillateur à 5.8 GHz.

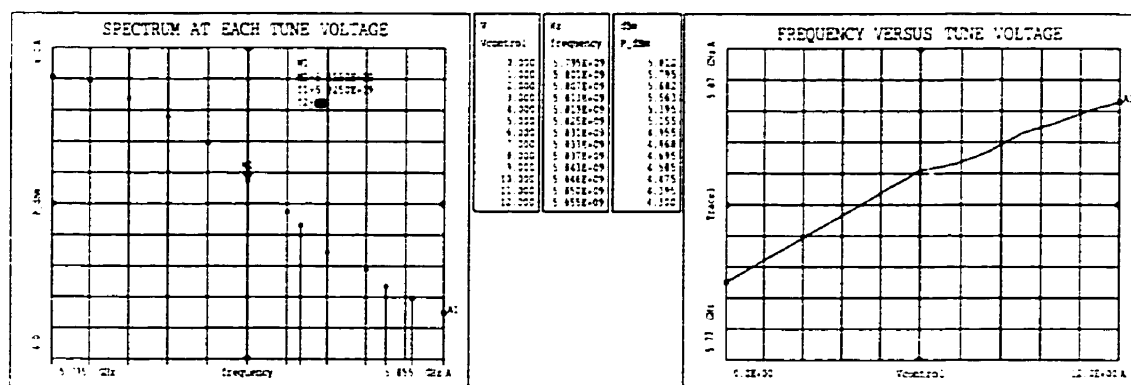


Figure 3.24 – Résultats de la simulation de l'oscillateur contrôlé en tension à 5.8 GHz.

Nous fabriquons le circuit et nous le mesurons avec l'analyseur de spectre *HP8564E*. La fréquence d'oscillation du circuit est 5.2 GHz et la puissance de sortie du signal est de 6 dBm. Nous avons une erreur de 10.34 % par rapport à la fréquence d'oscillation obtenue par simulation. Ce décalage en fréquence est due aux erreurs introduites par le modèle du transistor et les modèles des éléments utilisés en *MDS* (jonction en **T**, lignes terminées en court circuit ou circuit ouvert, etc ...) et aussi par le procédé de fabrication qui n'est pas précis. Nous avons fait une comparaison entre les paramètres $[S]$ du transistor au point de polarisation précisé dans la fiche technique du transistor et les paramètres $[S]$ mesurés et simulés dans les mêmes condition de polarisation ($I_{DS} = 30 \text{ mA}$ et $V_{DS} = 3 \text{ V}$). Comme nous pouvons le constater, figure 3.25, les valeurs des paramètres S simulés diffèrent sensiblement des ceux mesurés. Donc, la validité du modèle électrique du transistor est mise en question.

Pour changer la fréquence d'oscillation du circuit de 5.2 GHz à 5.8 GHz nous ajustons les longueurs des lignes de transmission terminées en circuit ouvert qui forment le circuit d'adaptation au drain. Nous adoptons une procédure pas à pas qui consiste à diminuer les longueurs des lignes de transmission terminées en circuit ouvert et mesurer la fréquence d'oscillation du circuit après chaque diminution de

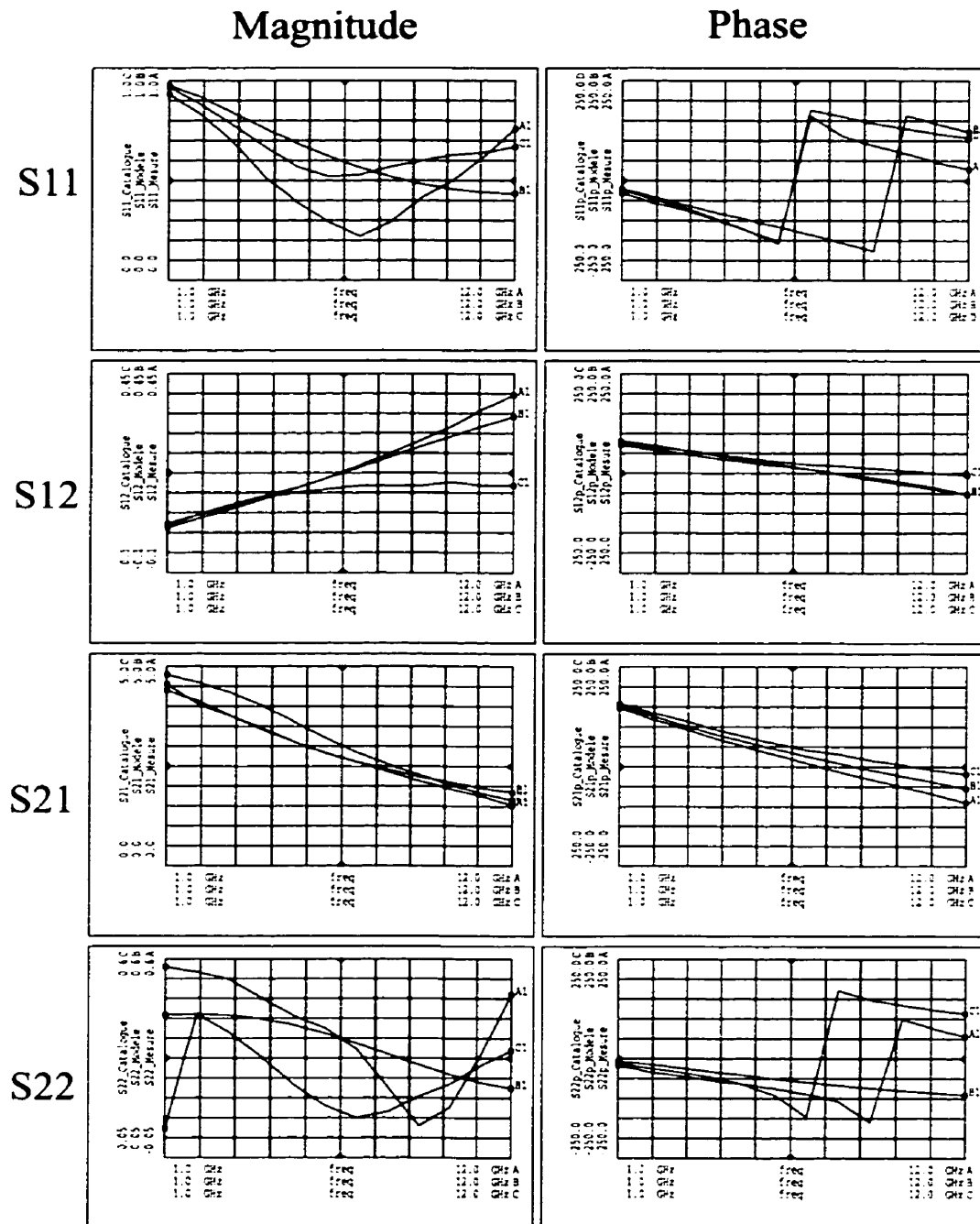


Figure 3.25 – Comparaison de paramètres $[S]$ donnés par *HP*, paramètres $[S]$ mesurés au laboratoire et paramètres $[S]$ simulés avec le modèle non-linéaire fourni par *HP*.

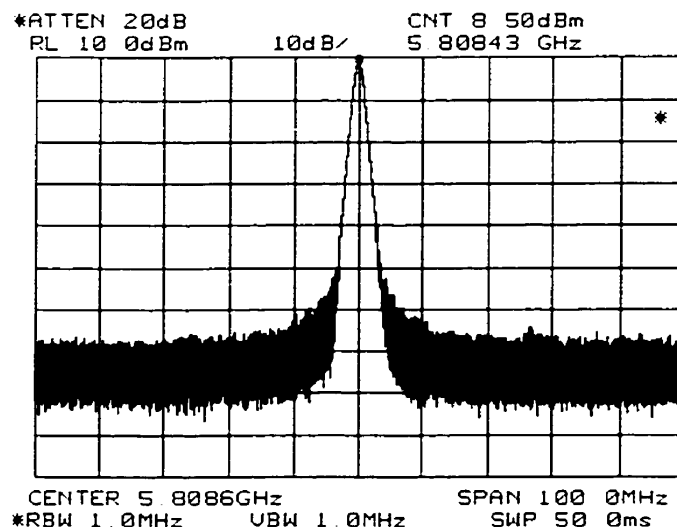


Figure 3.26 – Mesure du spectre du signal sortie de l'oscillateur à 5.8 GHz.

ces lignes. En diminuant la longueur des lignes de 10.698 mm à 7.5 mm, figure 3.20, nous réussissons à changer la fréquence d'oscillation du circuit de 5.2 GHz à 5.8 GHz.

Dans la figure 3.26 nous présentons le résultat de la mesure de l'oscillateur. L'analyseur de spectre *HP8564E* ne permet pas une tension continue à son entrée. Pour remédier ce problème nous avons inséré une capacité de couplage de 100 pF entre le circuit à mesurer et l'entrée de l'analyseur de spectre. La puissance du signal de sortie est de 8.5 dBm à 5.80843 GHz. Le niveau maximum des harmoniques supérieurs est de -28 dBc. Nous mesurons aussi le bruit de phase de cet oscillateur. Comme nous pouvons observer dans la figure 3.27, le bruit de phase à 1 MHz de la fréquence fondamentale est à -119.5 dBc. Nous calculons aussi l'efficacité énergétique de l'oscillateur :

$$\eta_{\text{oscillateur}} = \frac{P_{RF \text{ générée}}}{P_{DC \text{ consommée}}} \cdot 100 = \frac{7.08 \text{ mW}}{3 \text{ V} \cdot 30 \text{ mA}} \cdot 100 = 7.87 \% \quad (3.15)$$

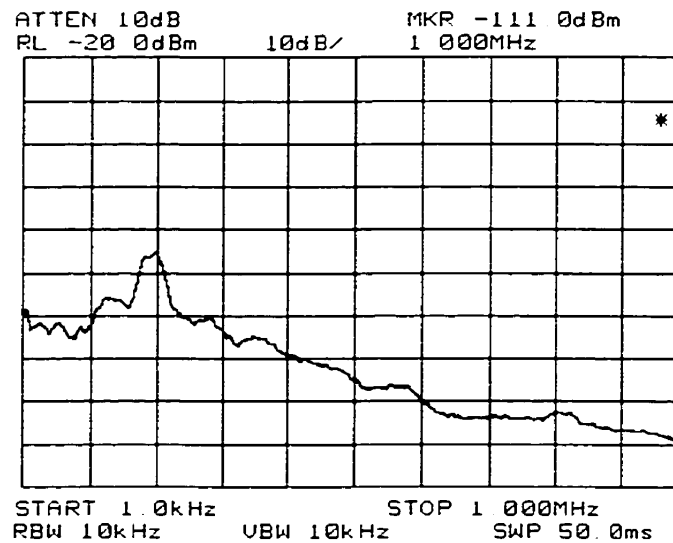


Figure 3.27 – Mesure du bruit de phase de l'oscillateur à 5.8 GHz

Ensuite, nous varions la tension de contrôle de la diode varactor pour faire varier la fréquence d'oscillation du circuit. Pour une variation de 0 à 12 volts de la tension de contrôle, la fréquence d'oscillation varie de 5.8 GHz à 5.84 GHz, figure 3.28. Dans cette bande de fréquence la variation de la puissance de sortie de l'oscillateur ne dépasse pas 1.8 dB. Le gain mesuré de l'oscillateur contrôlé en tension est approximativement 3 MHz/V.

3.4 Oscillateur réalisé avec des lignes de transmission coplanaires

La conception de l'oscillateur en technologie coplanaire est réalisée avec des lignes de transmission coplanaires avec le plan de masse fini, appelées *FGCPW* (i.e. *Finite Ground Coplanar Waveguide transmission line*). La ligne *FGCPW* est constituée d'un conducteur central localisé entre deux autres conducteurs de masse qui ont une largeur fini, le tout imprimé sur un substrat de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h , voir figure 3.29. Dans ce type de ligne de transmission, les deux premiers modes de propagation sont le mode commun et le mode différentiel (i.e. CPW).

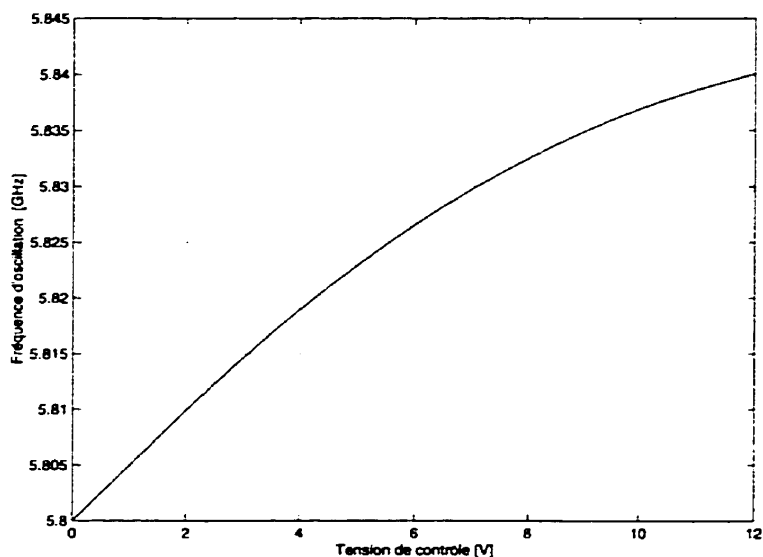


Figure 3.28 – Mesure de la variation de la fréquence d'oscillation avec la tension de contrôle.

Pour utiliser la ligne coplanaire dans des conditions normales de fonctionnement, il faut s'assurer que seul le mode différentiel soit propagé. En effet, la propagation de deux modes causerait une dispersion du signal provoquée par la différence des constantes de propagation de deux modes. De plus, le mode commun va résonner le long de la ligne et perdre beaucoup d'énergie par rayonnement. Pour utiliser la ligne FGCPW en fonctionnement différentiel, il faut maintenir les deux conducteurs de masse au même potentiel. Ceci est obtenu par des ponts à air (*air bridge*), qui sont des contacts électriques reliant les deux conducteurs de masse en passant par dessus le conducteur central. Ces ponts à air doivent être principalement placés aux discontinuités (jonction en **T**, ligne courbée, etc ...). En effet, c'est aux discontinuités que sont excités le mode commun et les différents modes d'ordres supérieurs. Pour les modes supérieurs il n'y a pas de problème car leurs fréquences de coupure sont suffisamment élevées pour qu'ils soit atténués très rapidement. Par contre, le mode commun pouvant se propager, l'utilisation d'un pont à air va permettre de le court-circuiter dès son excitation en imposant le même potentiel aux deux conducteurs

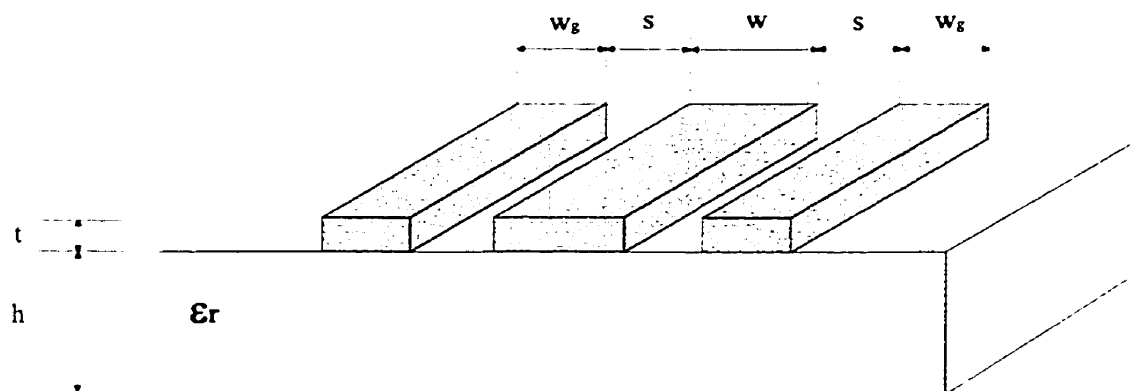


Figure 3.29 – Ligne de transmission coplanaire avec plan de masse fini.

de masse, permettant ainsi de conserver un fonctionnement mono-mode pour la ligne de transmission. Le mode propagé est donc le mode différentiel (mode CPW), qui est un mode de propagation quasi-TEM.

L'utilisation de ces lignes de transmission pour les circuits micro-ondes est encore assez restreinte en comparaison avec celle de la ligne microruban. À cause de ce fait, il n'existe aucun logiciel de simulation qui utilise des modèles analytiques électriques des lignes de transmission FGCPW. Donc, il nous est impossible d'effectuer une simulation électrique d'une ligne de transmission FGCPW qui finit en circuit ouvert, en court circuit ou tout autre circuit qui contient ce type de ligne de transmission. Nous pouvons, quand même, analyser les circuits qui ont des lignes FGCPW par des simulations électromagnétiques à l'aide des méthodes numériques classiquement utilisées dans le domaine de micro-ondes.

Le logiciel *Momentum HP* est basé sur une de ces méthodes numériques appliquées à l'électromagnétisme ; il s'agit de la méthode des moments. Elle permet au simulateur de prendre en compte les inductances propres, les inductances mutuelles et les capacités entre toutes les parties de la structure simulée. Après la phase de dessin de la structure, un maillage est réalisé à partir de cellules de base de type rectangle ou triangle. En lançant la simulation, une matrice est construite dont

les éléments représentent l'interaction entre toutes les cellules du maillage. Ce sont donc des impédances qui sont par la suite calculées par le simulateur. La structure est finalement excitée à ses portes et le programme en déduit les paramètres $[S]$ du circuit. Disposant aussi de la distribution des courants dans la structure, dans le cas des antennes, le logiciel offre la possibilité de tracer le diagramme de rayonnement en champ lointain.

Nous allons utiliser le logiciel *Momentum* pour concevoir les réseaux d'adaptation à la source et au drain du transistor en utilisant les résultats de simulation obtenus lors de la conception de l'oscillateur réalisé avec des lignes microrubans. À la source du transistor nous devons présenter un circuit d'adaptation qui a un coefficient de réflexion à l'entrée égale à $0.98 \angle -96.75^\circ$. Au drain, nous devons présenter un circuit d'adaptation qui présente une impédance d'entrée égale à $15.755 + j59.55 \Omega$.

Avant de concevoir ces circuits d'adaptation nous déterminons les dimensions d'une ligne de transmission FGCPW qui a une impédance caractéristique de 50Ω . Nous utilisons les formules empiriques développées par Veyres et Hanna [21] pour déterminer les dimensions w , w_g et s . En effet, il s'agit d'analyser une ligne de transmission FGCPW et non pas d'une synthèse de ce type de ligne de transmission. L'impédance caractéristique d'une ligne FGCPW est donné par la formule suivante :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (3.16)$$

où

$$\begin{aligned}
 \frac{K(k)}{K'(k)} &= \frac{\pi}{\ln[2(1 + \sqrt{k'})/(1 - \sqrt{k'})]} & 0 \leq k \leq 0.707 \\
 \frac{K(k)}{K'(k)} &= \frac{1}{\pi} \cdot \ln[2(1 + \sqrt{k})/(1 - \sqrt{k})] & 0.707 \leq k \leq 1 \\
 k' &= \sqrt{1 - k^2} \\
 k_3 &= \frac{w/2}{s + w/2} \cdot \sqrt{\frac{1 - (s + w/2)^2/(w_g + s + w/2)^2}{1 - (w/2)^2/(w_g + s + w/2)^2}}
 \end{aligned}$$

Le permittivité effective, ϵ_{eff} , dans l'équation 3.16 est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{C_2}{2C_1} \quad (3.17)$$

où

$$\begin{aligned}
 C_1 &= 2\epsilon_0 \cdot \frac{K(k_3)}{K'(k_3)} \\
 C_2 &= 2\epsilon_0(\epsilon_r - 1) \cdot \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \\
 k_4 &= \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{2}/2h\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(s+w/2)}{2}/2h\right)} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sinh^2\left(\frac{\pi(s+w/2)}{2h}\right)/\sinh^2\left(\frac{\pi(w_g+s+w/2)}{2h}\right)}{1 - \sinh^2\left(\frac{\pi w/2}{2h}\right)/\sinh^2\left(\frac{\pi(w_g+s+w/2)}{2h}\right)}}
 \end{aligned}$$

avec ϵ_0 , la permittivité de l'air et ϵ_r , la permittivité relative du substrat utilisé. Nous utilisons le même substrat avec la permittivité relative, $\epsilon_r = 10.2$, et d'épaisseur égale à 0.635 mm. Après quelques itérations, nous obtenons les dimensions d'une ligne de transmission FGCPW qui à une impédance caractéristique de 50 Ω et la

permittivité effective égale à 5.32 :

$$w = 0.6 \text{ mm}$$

$$s = 0.2 \text{ mm}$$

$$w_g = 0.6 \text{ mm}$$

L'analyse à 5.8 GHz en *Momentum* d'une ligne de transmission avec les dimensions mentionnées plus haut nous donne les résultats suivants :

$$Z_0 = 47.17 - j0.173 \Omega$$

$$\epsilon_{eff} = 5.37$$

Nous diminuons la largeur du conducteur central, w , de 0.6 mm à 0.47 mm et nous analysons la nouvelle ligne de transmission obtenu. Cette fois nous obtenons le bon résultat :

$$Z_0 = 50.055 - j0.193 \Omega$$

$$\epsilon_{eff} = 5.357$$

$$\lambda_g = 22.33 \text{ mm}$$

$$\gamma = 1.099 + j281.36$$

où λ_g est la longueur d'onde dans le guide et γ est le coefficient de propagation complexe. Le programme *Momentum* tient compte des pertes et de la dispersion sur la ligne de transmission FGCPW.

Le circuit d'adaptation à la source a été conçu de la même façon que celui utilisé dans la conception de l'oscillateur avec des lignes microrubans. Les dimensions des lignes de transmission, figure 3.30, ont été ajustées d'une façon itérative pour obtenir le coefficient de réflexion désiré. Nous insérons aussi une ligne de longueur $\lambda_g/4$ terminé en court-circuit qui servira comme circuit d'alimentation *DC* pour le transistor. En effet, cette ligne de transmission n'influence pas les paramètres

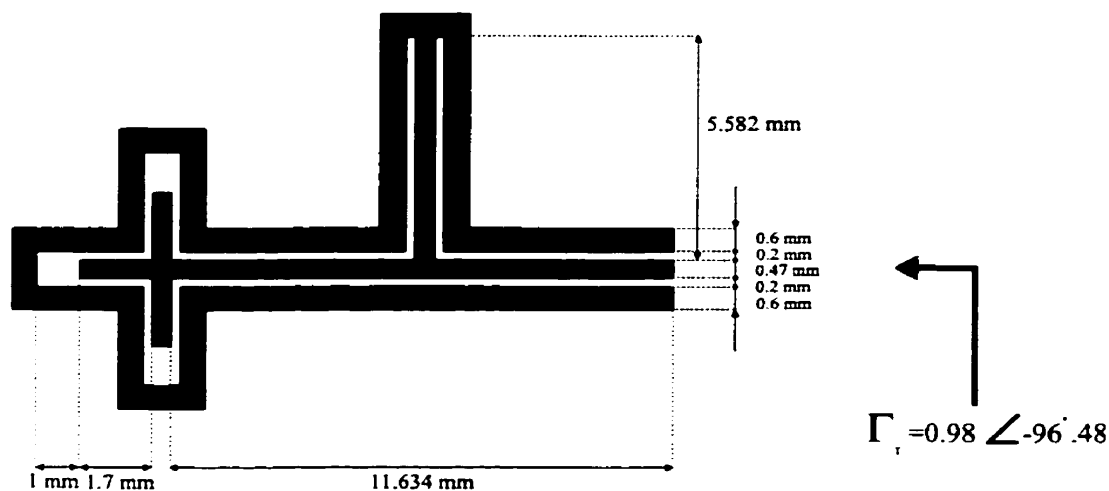


Figure 3.30 – Circuit d'adaptation à la source du transistor.

$|S|$ du circuit parce qu'elle présente un circuit ouvert à son entrée. Les ponts à air ne sont pas montrés dans le schéma du circuit. Les résultats de la simulation en *Momentum* du circuit d'adaptation de source sont présentés dans la figure 3.31. Le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit d'adaptation est $\Gamma_T = 0.98 \angle -96.488^\circ$.

Le circuit d'adaptation au drain est conçu avec une seule paire de lignes de transmission terminée en circuit ouvert, figure 3.32. Les ponts à air ne sont pas montrés dans le schéma du circuit. Les résultats de la simulation en *Momentum* du circuit de la figure 3.32 sont présentés dans la figure 3.33. L'impédance d'entrée du circuit d'adaptation au drain est $Z_{in} = 15.826 + j59.252 \Omega$.

Le schéma du circuit final de l'oscillateur avec des ligne de transmission FGCPW est présenté dans la figure 3.34. Nous fabriquons ce circuit et nous le mesurons avec l'analyseur de spectre *HP8564E*. Nous utilisons une fixture et une capacité d'un circuit *bias T* pour coupler la sortie de l'oscillateur à l'appareil de mesure. Le circuit oscille à 4 GHz, la puissance de sortie du signal est de 2.67 dBm et le niveau des harmoniques supérieurs ne dépasse pas -26 dBm, figure 3.35. Nous mesurons aussi le bruit de phase de cet oscillateur à 4 GHz, figure 3.36. À 1 MHz de la

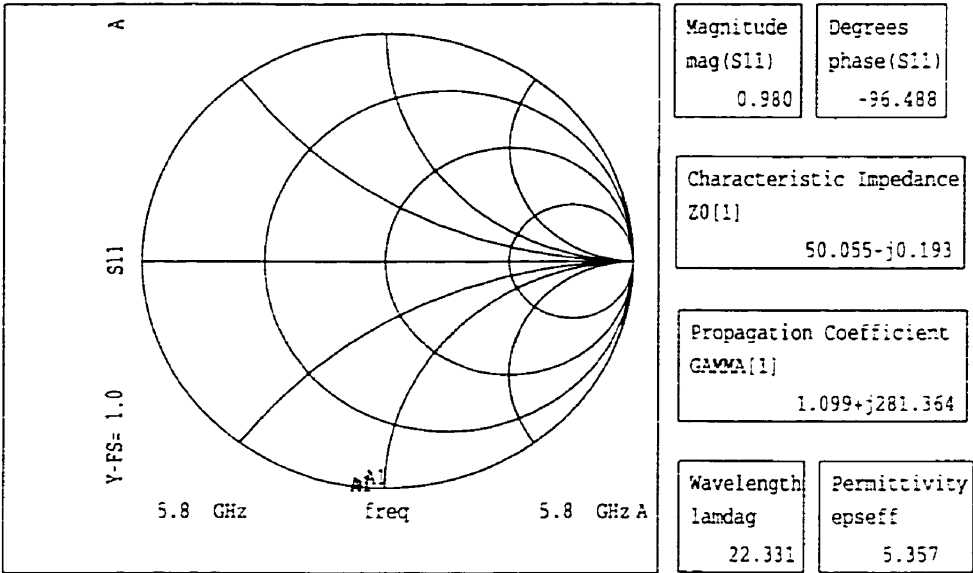


Figure 3.31 - Résultats de la simulation en *Momentum* du circuit d'adaptation de la source.

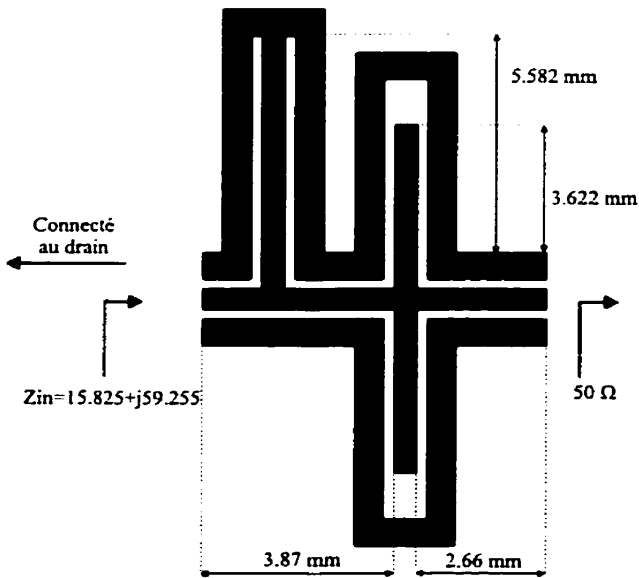


Figure 3.32 - Circuit d'adaptation au drain du transistor.

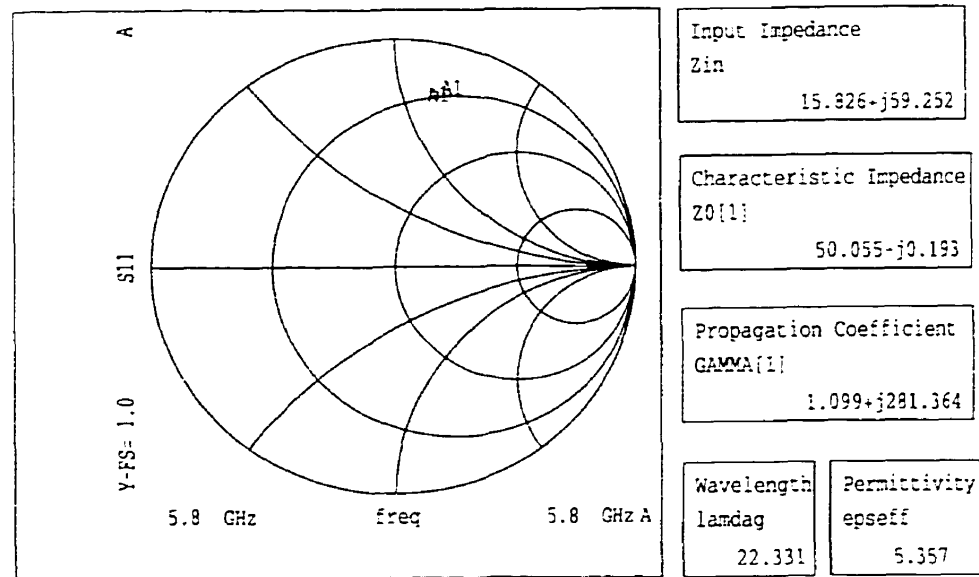


Figure 3.33 – Résultats de la simulation en *Momentum* du circuit d'adaptation au drain du transistor.

fréquence fondamentale le bruit de phase est -141 dBc. L'efficacité énergétique de cet oscillateur est calculé comme suit :

$$\eta_{\text{oscillateur}} = \frac{P_{RF \text{ générée}}}{P_{DC \text{ consommée}}} \cdot 100 = \frac{1.85 \text{ mW}}{3 \text{ V} \cdot 30 \text{ mA}} \cdot 100 = 2.05 \%. \quad (3.18)$$

Nous faisons varier la tension de contrôle de la diode varactor pour changer la fréquence de l'oscillateur. Pour une variation de 0 à 12 volts de la tension de contrôle, la fréquence de l'oscillateur varie de 4 GHz à 4.025 GHz, figure 3.37, et la variation de la puissance du signal de sortie ne dépasse pas 2.1 dB. Le gain de l'oscillateur contrôlé en tension est approximativement 2 MHz/V.

La fréquence d'oscillation prévue de l'oscillateur avec des lignes de transmission FGCPW était de 5.2 GHz. Cependant, le circuit oscille à 4 GHz et nous avons une erreur de 23 % par rapport à la fréquence d'oscillation désirée. Cette décalage en fréquence provient du procédé de fabrication imparfait et des erreurs introduites par

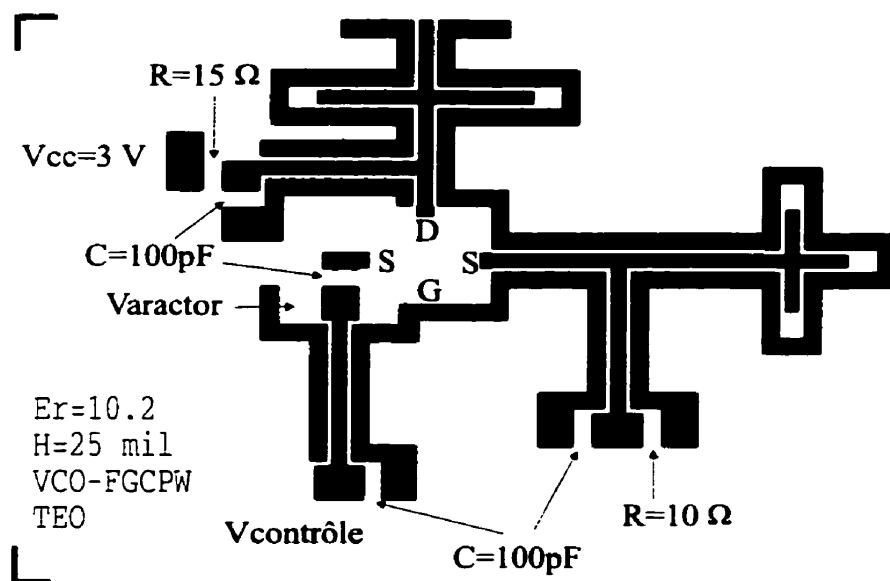


Figure 3.34 – Oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes de transmission FGCPW.

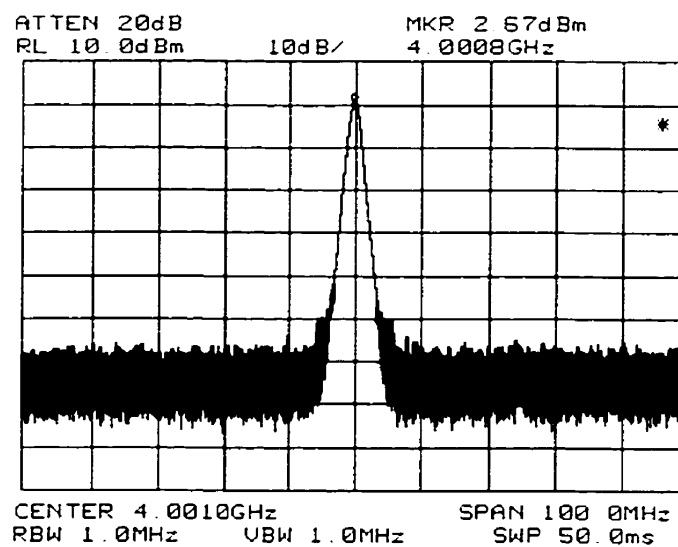


Figure 3.35 – Mesure du signal de sortie de l'oscillateur avec des lignes de transmission FGCPW.

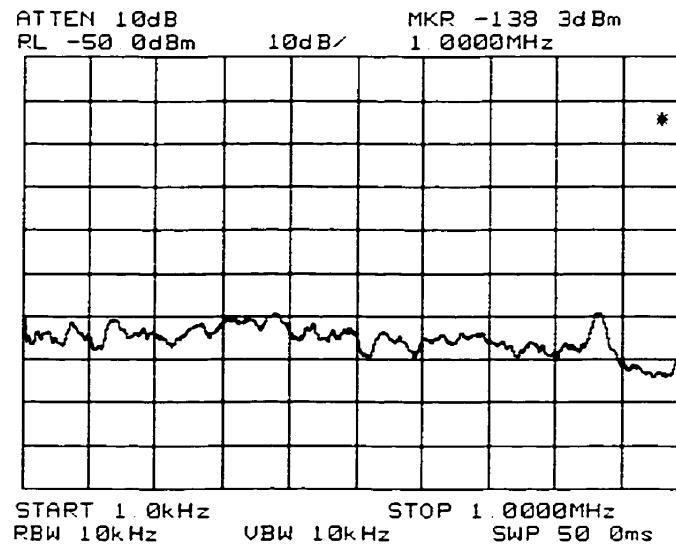


Figure 3.36 - Mesure du bruit de phase de l'oscillateur à 4 GHz.

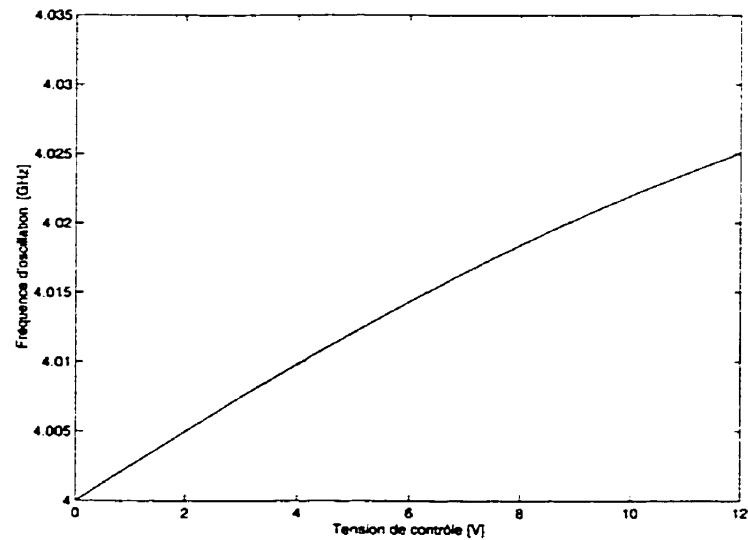


Figure 3.37 - Mesure de la variation de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur FGCPW avec la tension de contrôle.

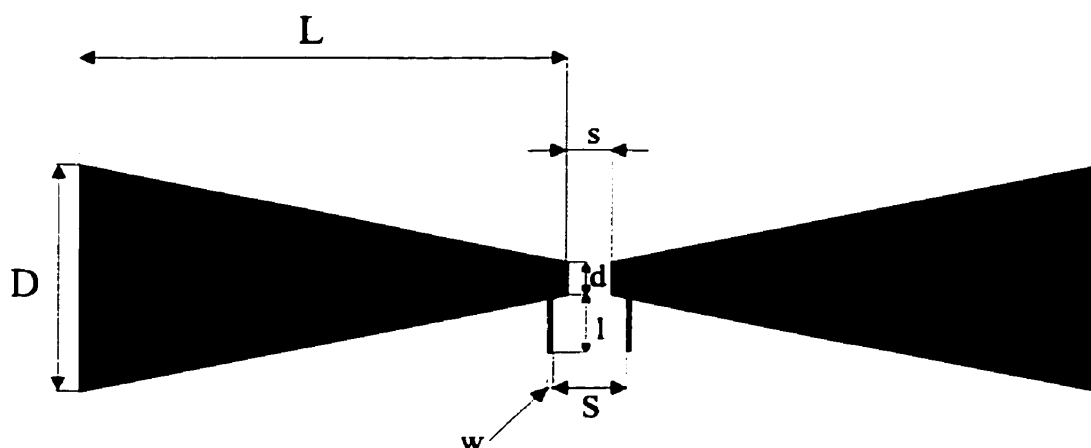


Figure 3.38 – Structure de l'antenne coplanaire.

le simulateur électromagnétique. Nous ne sommes pas sûres que les circuits d'adaptation fabriqués ont les impédances d'entrée qui ont été simulés en *Momentum*. Les ponts à air sont difficilement fabriqués sur les circuits imprimés, ils sont très fragiles et leurs contacts électriques avec les conducteurs en cuivre sont imparfaits. De plus, nous ne pouvons pas ajuster la fréquence d'oscillation du circuit parce que nous ne pouvons pas diminuer la longueur des lignes terminées en circuit ouvert. La distance entre le bord de la ligne de transmission terminée en circuit ouvert et le plan de masse est fixe pour les lignes de transmission FGCPW.

Par la suite nous concevons l'élément rayonnant de notre antenne active à 4 GHz et nous le couplons avec l'oscillateur réalisé en technologie coplanaire.

3.5 Antenne active uniplanaire à 4 GHz

L'élément rayonnant de l'antenne active que nous concevons va être un dipôle $\lambda/2$ imprimé. La conception de ce dipôle est faite à l'aide du logiciel *Momentum*. Pour élargir la bande passante de l'antenne nous allons modifier la structure du dipôle classique.

Le schéma du dipôle que nous allons concevoir est présenté dans la figure 3.38.

Les dimensions de l'antenne sont obtenus par un processus d'essai et erreur. Comme point de départ, nous prenons la longueur $L = 13.0 \text{ mm}$, qui est plus grande que $\lambda_{gFGCPW}/4$ mais plus petite que $\lambda_0/4$ ². Les autres dimensions sont : $D=5 \text{ mm}$, $d=1 \text{ mm}$, $s=0.2 \text{ mm}$, $w=0.127 \text{ mm}$, $S=0.3 \text{ mm}$, $l=0.5 \text{ mm}$. Après plusieurs ajustements et simulations nous obtenons des bons résultats, figure 3.39 avec les dimensions suivantes :

$L = 14.35 \text{ mm}$	$l = 0.5 \text{ mm}$
$D = 7 \text{ mm}$	$S = 1.016 \text{ mm}$
$d = 1 \text{ mm}$	$w = 0.127 \text{ mm}$
$s = 0.13 \text{ mm}$	

Comme nous l'observons dans la figure 3.39, la fréquence centrale de l'antenne est à 4.0104 GHz et la largeur de bande de l'antenne est de 1.218 GHz. Nous calculons la largeur de bande pour avoir un TOS³ maximale égal à 2, qui correspond à un coefficient de réflexion de -9.54 dB. La partie imaginaire de l'impédance de l'antenne est très petite et nous allons la négliger. Donc, l'impédance d'entrée de l'antenne est approximativement 210 Ω . Nous devons adapter cette impédance à la sortie de l'oscillateur. La meilleure chose à faire est d'insérer entre l'antenne et la sortie de l'oscillateur FGCPW une ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$ qui a une impédance caractéristique égale à $Z_0 = \sqrt{50 \cdot 210} = 102.4 \Omega$.

Nous calculons les dimensions d'une ligne de transmission coplanaire CPS (i.e. *Coplanaire Strip Line*) avec *Linecalc* et nous obtenons un espacement de 0.34 mm entre deux conducteurs de largeur 0.47 mm. La longueur d'onde de la ligne de transmission CPS, λ_{gCPS} , est égale à 34 mm. Avec une ligne de transmission CPS de longueur $\lambda_{gCPS}/4$ nous faisons l'adaptation de l'antenne. Nous sommes obligés

² λ_0 est la longueur d'onde dans l'air à 4 GHz

³Taux d'Ondes Stationnaires

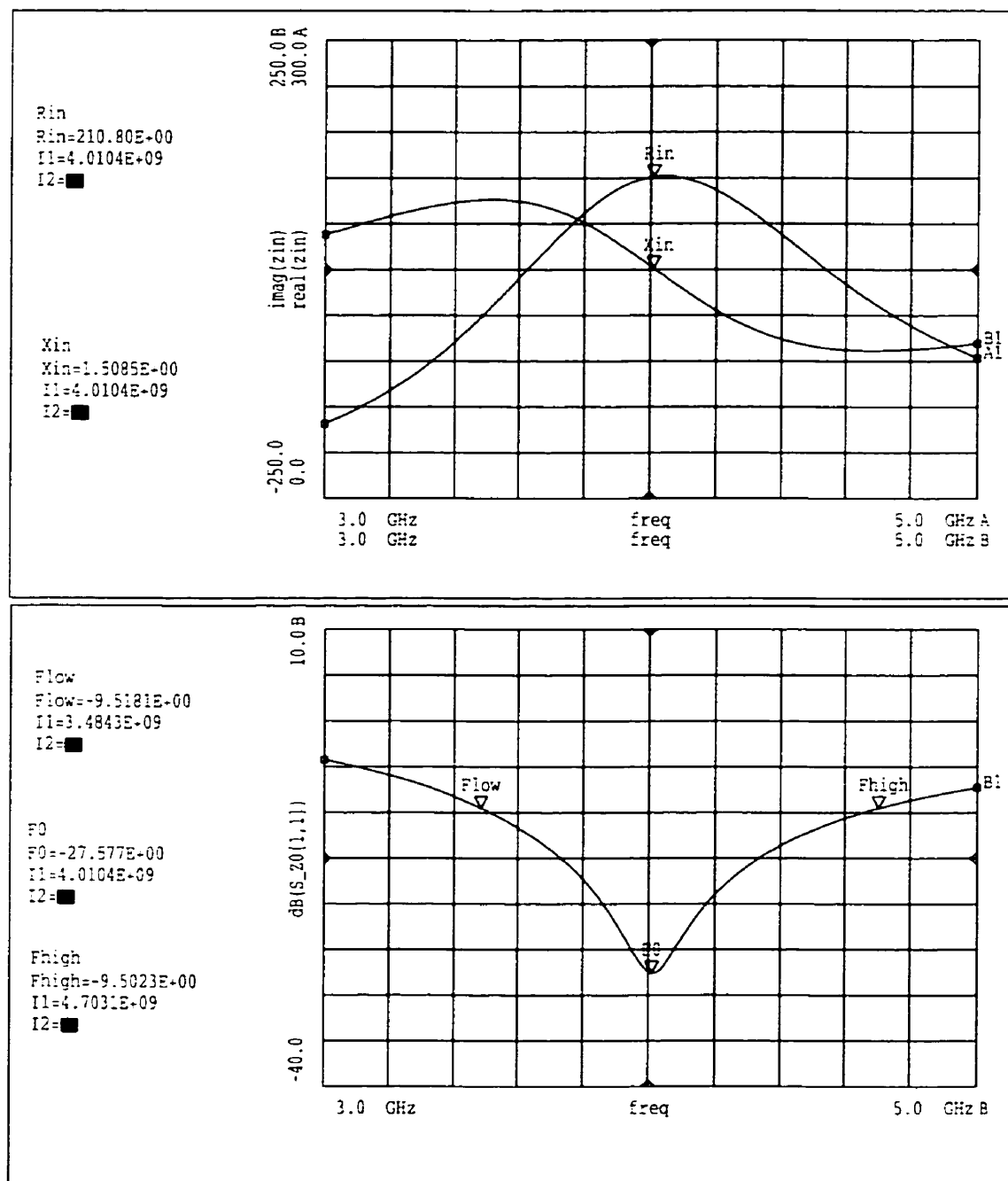


Figure 3.39 – Impédance d'entrée et pertes de retour de l'antenne simulées en *Momentum*.

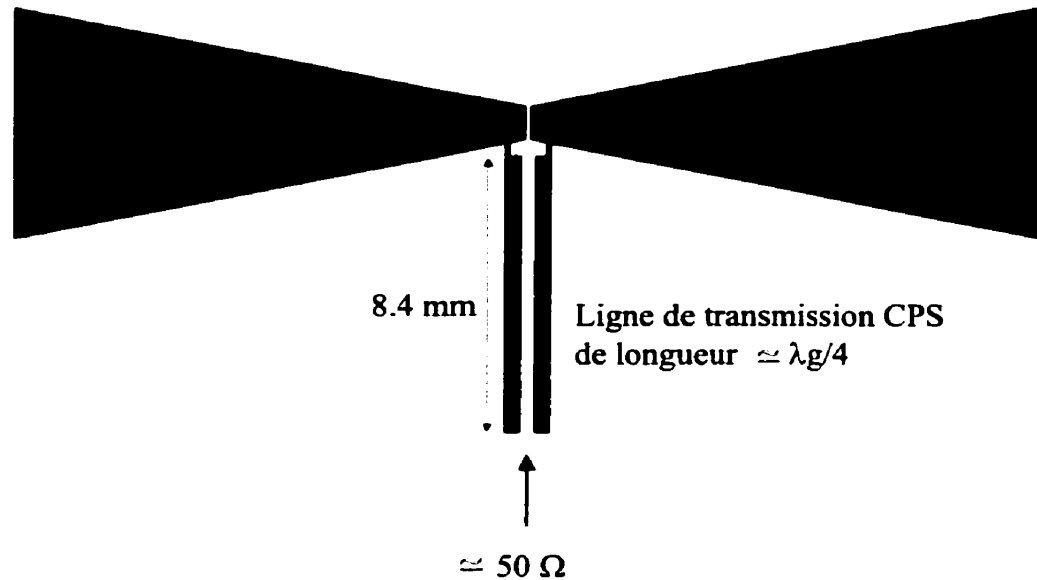


Figure 3.40 – Schéma de l'antenne coplanaire adaptée à 50 Ω .

d'ajuster les dimensions de la ligne de transmission $\lambda_{gCPS}/4$ pour obtenir une bonne adaptation à 50 Ω .

Les résultats de la simulation en *Momentum* du circuit final de l'antenne, figure 3.40, sont présentés dans la figure 3.41. La largeur de bande de l'antenne a diminué à 525 MHz et l'impédance caractéristique de la ligne de transmission CPS est de 105.14 Ω . Le logiciel *Momentum* offre la possibilité de tracer le diagramme de rayonnement en champ lointain. Dans les figures 3.42 et 3.43 sont présentées les diagrammes de rayonnement à 4 GHz de l'antenne dans le plan E et H respectivement. Le plan E est le plan perpendiculaire sur le plan de l'antenne et sur la ligne de transmission CPS qui alimente l'antenne. Sur le diagramme de rayonnement dans le plan E, voir figure 3.42, nous observons que la composante du champ électrique suivant la direction ϕ^4 est très faible et le champ électrique totale est principalement donné par la composante suivant la direction θ^5 . La largeur du

⁴ ϕ est l'angle azimutale

⁵ θ est le complément de l'angle d'élévation

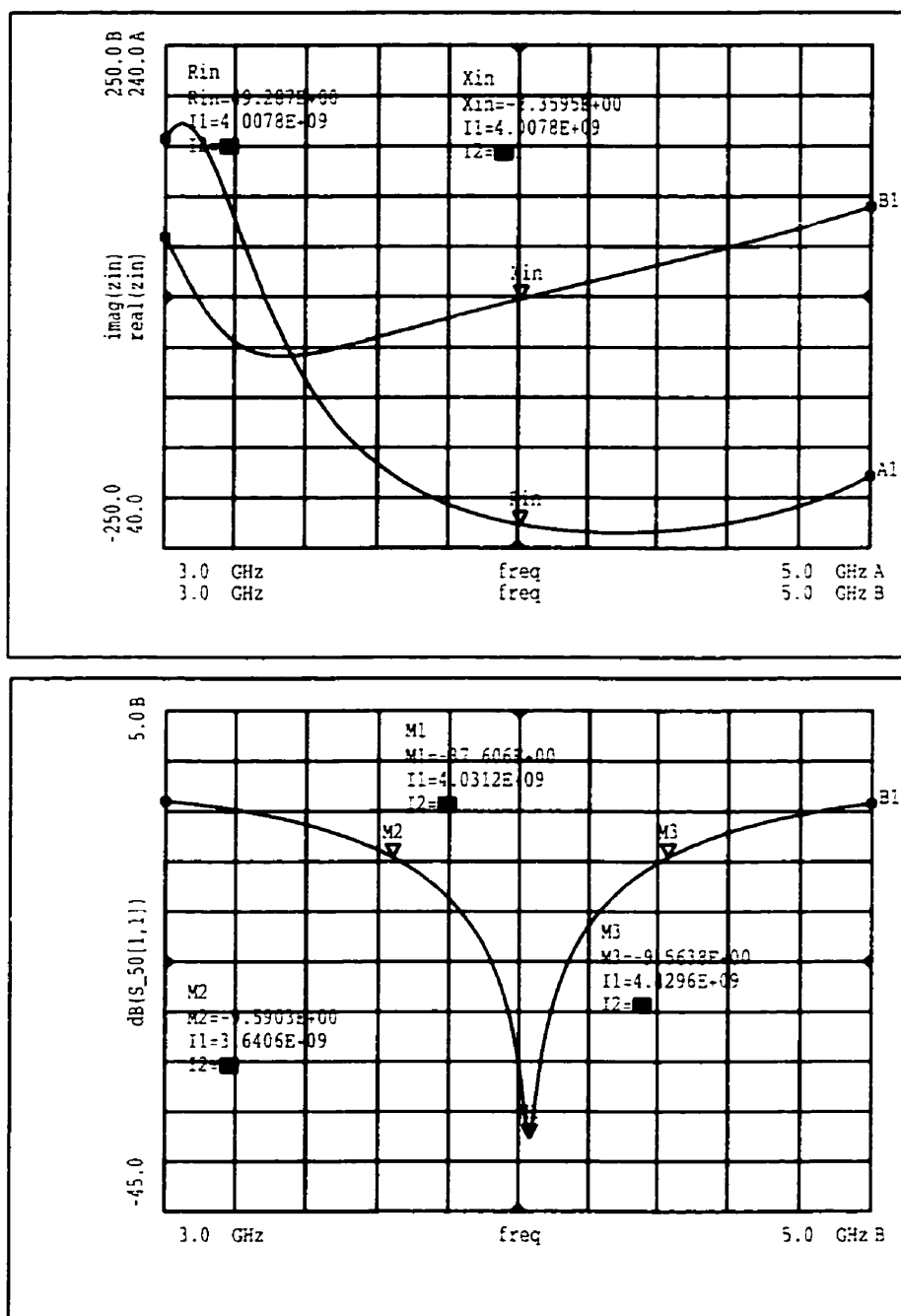


Figure 3.41 – Impédance d'entrée et pertes de retour de l'antenne adaptée simulées en *Momentum*.

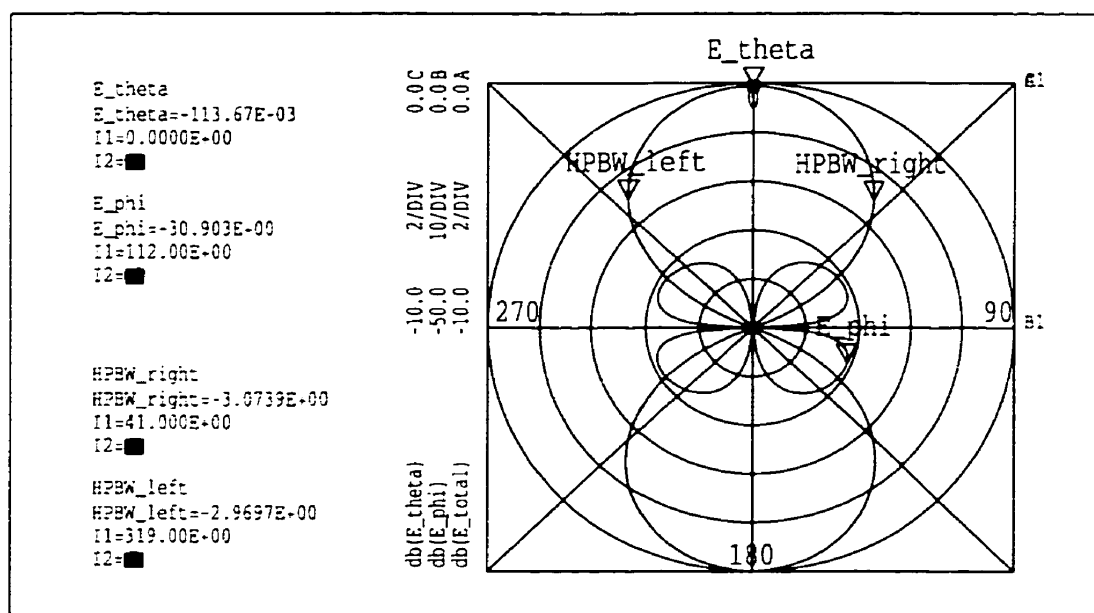


Figure 3.42 - Diagramme de rayonnement dans le plan E simulé en *Momentum*.

faisceau défini à -3 dB. HPBW (i.e. *Half Power Beamwidth*), est 82° . Dans le plan H, voir figure 3.43, la composante suivant la direction θ est très faible et le champ électrique total est donnée par la composante suivant la direction ϕ . La largeur du faisceau défini à -3 dB, HPBW, est de 152° .

Nous connectons à l'entrée de l'antenne une ligne de transmission FGCPW qui a une impédance caractéristique égale à 50Ω et nous fabriquons le circuit. Les pertes de retour de l'antenne fabriquée sont mesurés avec l'analyseur de réseau *HP8510C*. Nous utilisons une fixture qui fait la transition entre la ligne FGCPW et le câble coaxial de l'analyseur de réseau. Le paramètre S_{11} mesuré de l'antenne est présenté dans la figure 3.44. Nous observons que la fréquence de résonance de l'antenne est 3.89 GHz et la largeur de bande est de 590 MHz. Nous avons une erreur de 2.75 % par rapport à la fréquence de résonance obtenu en simulation.

L'ajustement de la fréquence de résonance est fait en diminuant les dimensions de l'antenne. Nous coupons 0.5 mm de chaque côté du dipôle. En fait, nous dimi-

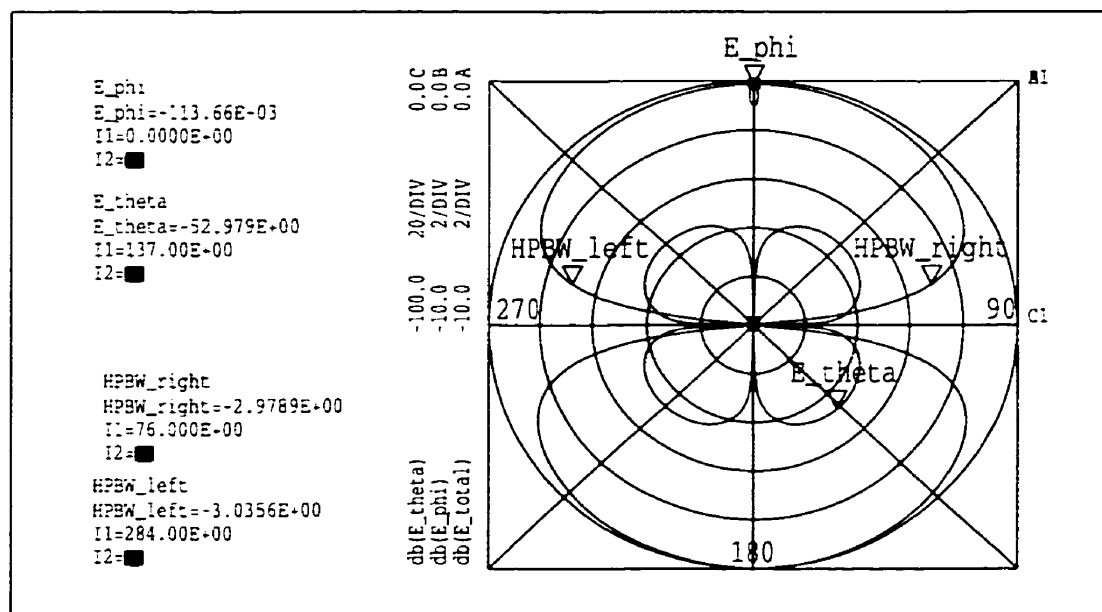


Figure 3.43 – Diagramme de rayonnement dans le plan H simulé en *Momentum*.

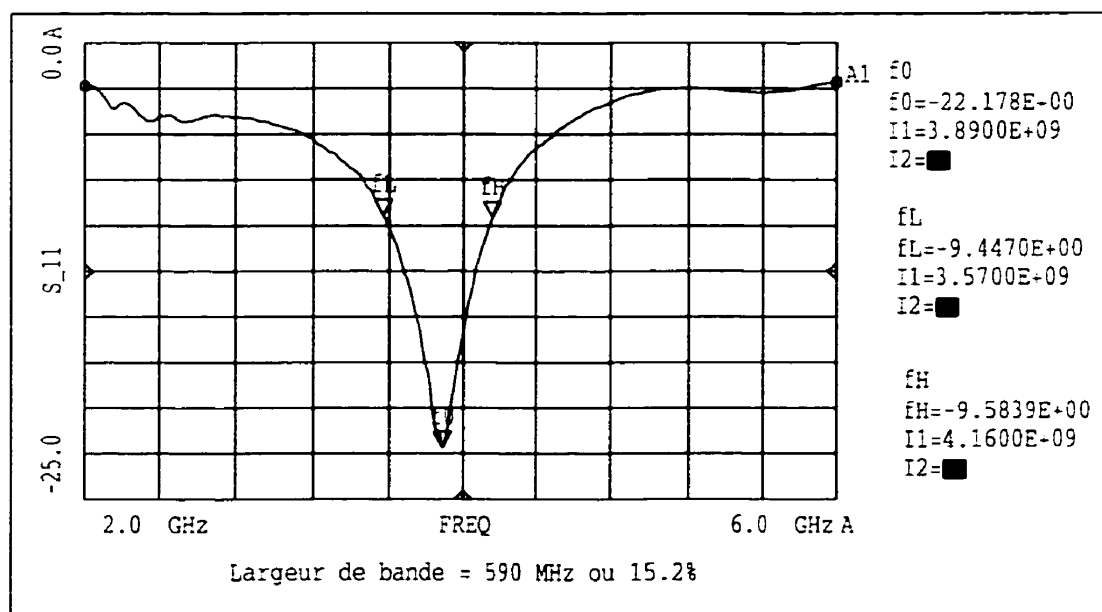


Figure 3.44 – Mesure de pertes de retour de l'antenne.

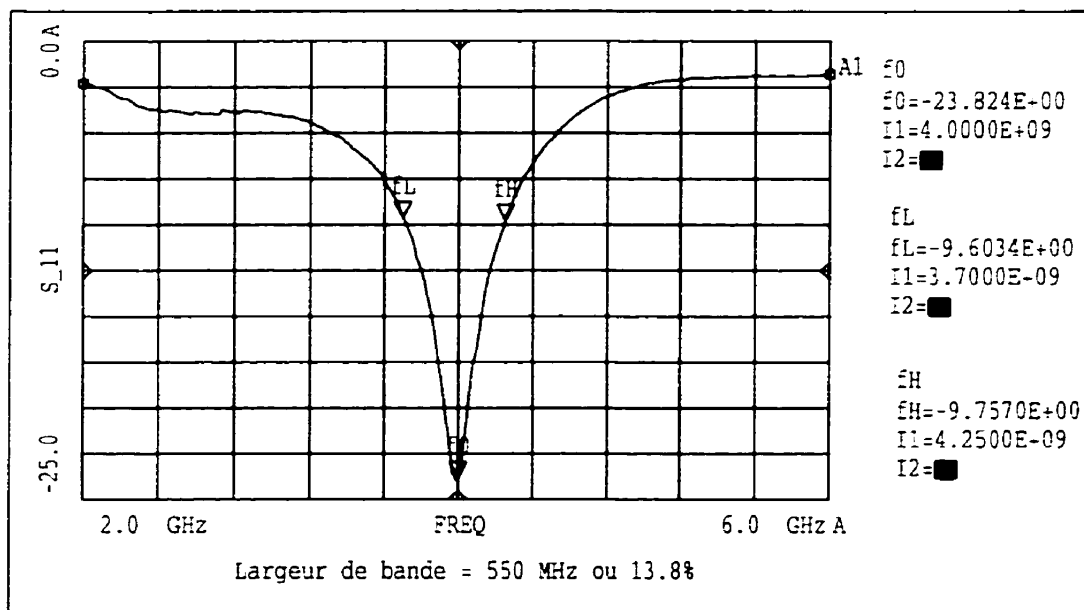


Figure 3.45 – Mesure de pertes de retour de l'antenne ajustée.

nuons la longueur L de l'antenne de 0.5 mm. La fréquence de résonance de l'antenne augmente à 3.94 GHz. Nous diminuons encore la longueur de l'antenne de 0.5 mm et nous obtenons la fréquence de résonance désirée, figure 3.45. La largeur de bande de l'antenne est de 550 MHz et les pertes de retour à 4GHz sont de -23.82 dB.

Par la suite, nous mesurons le diagramme de rayonnement de l'antenne dans la chambre anéchoïde. La configuration du circuit de mesure est montrée dans la figure 3.46. Pour s'assurer que l'antenne cornet (EMCO, modèle 3160-05) se trouve dans le champ lointain de notre antenne, nous devons satisfaire les conditions suivantes :

$$L > 10\lambda_0 \qquad L > \frac{2D^2}{\lambda_0}$$

où D est la dimension la plus grande de l'antenne cornet et λ_0 est la longueur d'onde dans l'air. Dans notre cas $10\lambda_0 = 75$ cm et $2D^2/\lambda_0 = 70$ cm. Nous avons placée l'antenne cornet à 1 m de l'antenne à mesurer. Le diagramme de rayonnement dans le plan E à 4 GHz est mesuré et présenté dans la figure 3.47. La largeur du

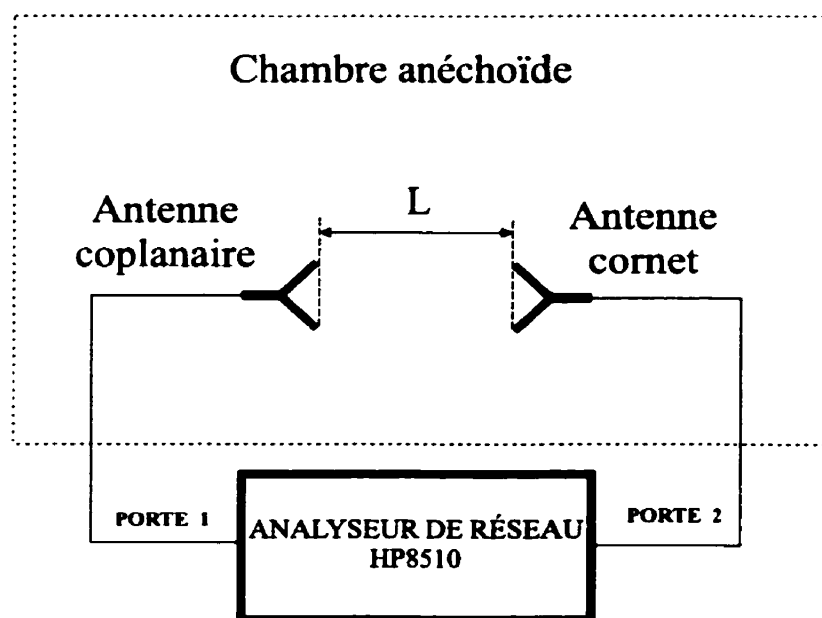


Figure 3.46 - Circuit de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne.

faisceau à -3 dB, HPBW, est 60° . Nous observons une atténuation de 2.39 dB à 180° qui est causée par le substrat diélectrique.

Nous avons, aussi, mesuré le diagramme de rayonnement dans le plan H, figure 3.48. Les lobes secondaires apparaissant sur ce diagramme sont causés par la fixture qui fait la transition entre la ligne de transmission FGCPW qui alimente l'antenne et le câble de l'analyseur de réseau. Nous avons essayé de mettre de l'absorbant autour de la fixture métallique mais nous n'avons pas obtenu de bons résultats.

Ensuite, nous connectons l'antenne à la sortie de l'oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes de transmission FGCPW et nous fabriquons le circuit. Le schéma du circuit final de l'antenne active est présenté dans la figure 3.49. Nous voulons mesurer le gain de l'antenne et pour cela nous utilisons l'analyseur de spectre *HP8564E*. La configuration du circuit de mesure est montrée dans la figure 3.50. L'antenne active est utilisée en émission. À la réception nous avons l'antenne coplanaire connecté directement à l'analyseur de spectre. Les deux antennes sont

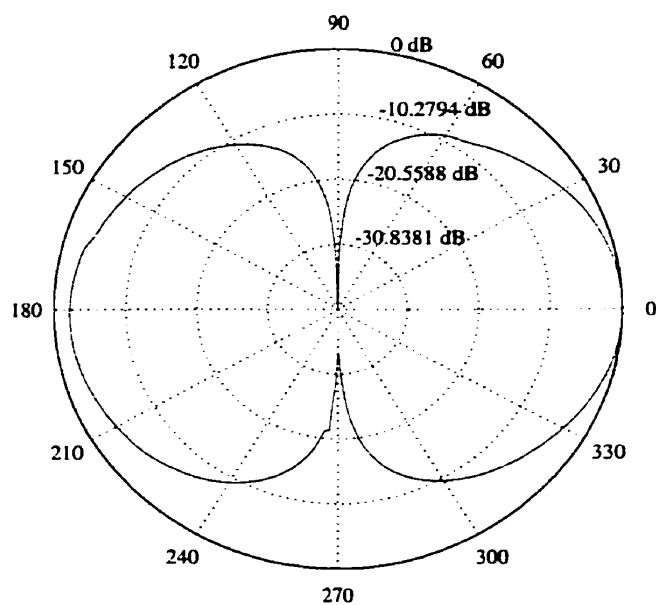


Figure 3.47 - Diagramme de rayonnement de l'antenne coplanaire mesuré dans le plan E.

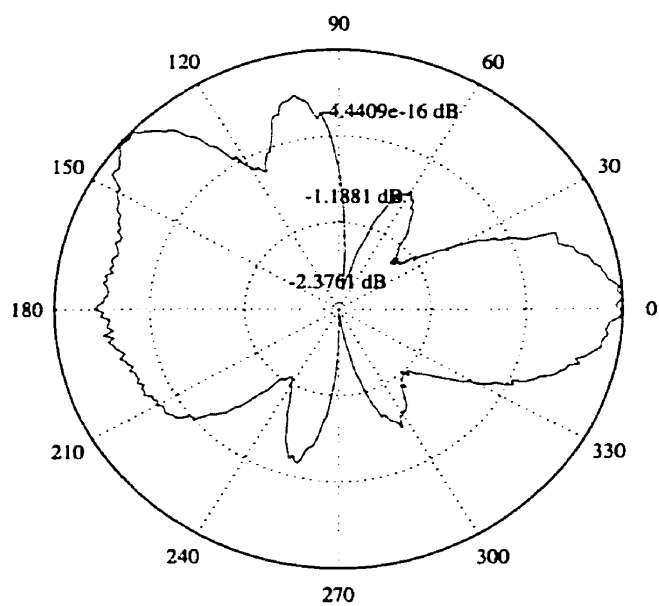


Figure 3.48 - Diagramme de rayonnement de l'antenne coplanaire mesuré dans le plan H.

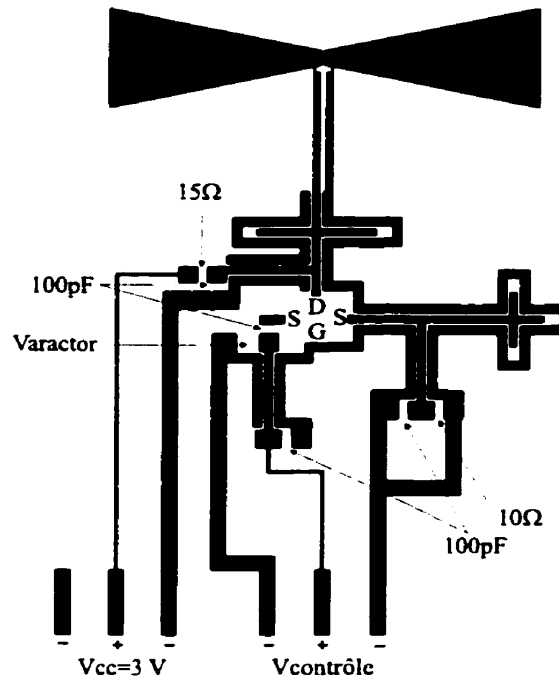


Figure 3.49 – Schéma de l'antenne active.

utilisées en polarisation horizontale.

Nous mesurons le niveau du signal réceptionné par l'antenne coplanaire à 4 GHz. figure 3.51. Étant donné que les pertes ohmiques dans l'antenne coplanaire sont négligeables, nous supposons que l'efficacité de l'antenne est égale à 1. Ainsi, nous pouvons dire que le gain de l'antenne est égale à la directivité. Maintenant, nous faisons le bilan des puissances :

$$P_r(dBm) - P_t(dBm) = G_t(dB) + G_r(dB) - P_{air}(dB) - P_{cable}(dB) \quad (3.19)$$

où

P_r - puissance reçue et mesuré par l'analyseur de spectre.

P_t - puissance transmise,

G_t - gain de l'antenne en transmission,

G_r - gain de l'antenne en réception,

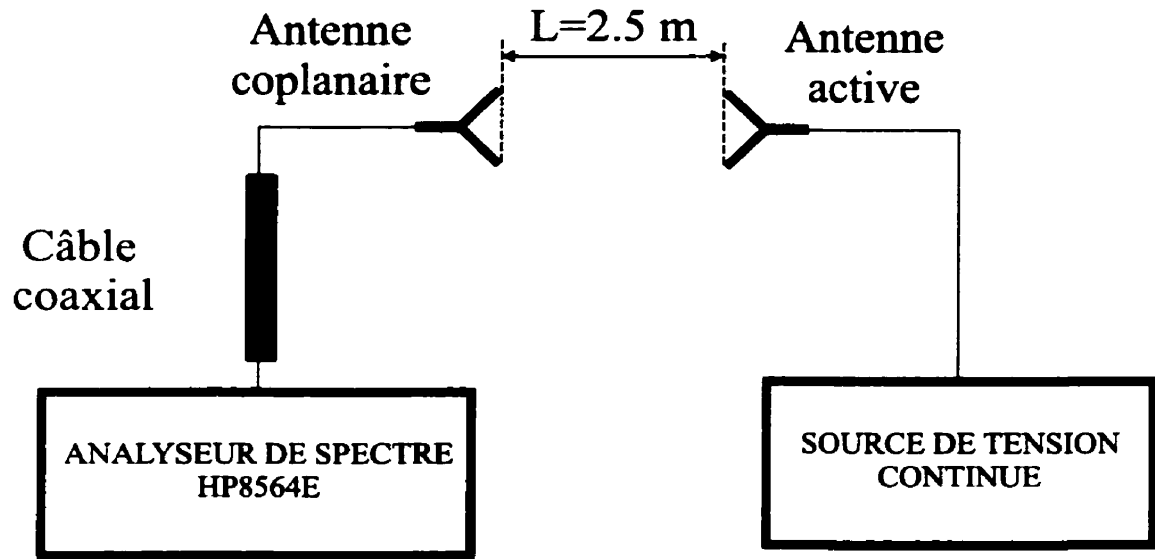


Figure 3.50 – Système de mesure du gain de l'antenne coplanaire.

P_{air} - atténuation dans l'air.

$P_{câble}$ - pertes dans le câble entre l'antenne coplanaire et l'analyseur de spectre.

Le gain de l'antenne en réception est égale au gain de l'antenne en transmission. $G = G_r = G_t$. Les pertes dans le câble ont été mesuré avec l'analyseur de réseau est sont égales à 1.36 dB. L'atténuation du signal dans l'air se calcule comme suit :

$$P_{air}(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi L}{\lambda_0} \right)^2 = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot 2.5}{0.075} \right) = 52.44 \text{ dB} \quad (3.20)$$

À partir de l'équation 3.19 nous pouvons calculer le gain approximatif de l'antenne :

$$G = \frac{P_r - P_t + P_{air} + P_{câble}}{2}$$

$$G = \frac{-46 - 2.67 + 52.44 + 1.36}{2}$$

$$G = 2.56 \text{ dB}$$

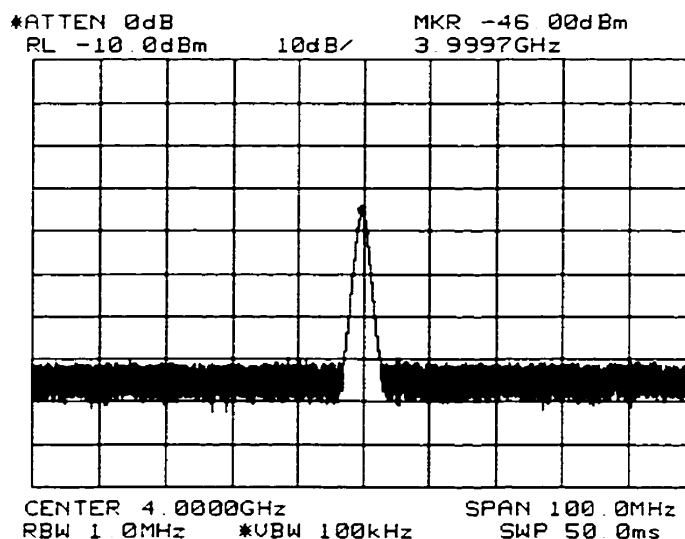


Figure 3.51 – Mesure du signal réceptionné avec l'antenne coplanaire et l'analyseur de spectre.

Donc, le gain approximatif de l'antenne est égale à 2.56 dB, qui est plus grand que le gain d'un dipôle $\lambda/2$ classique.

3.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre nous avons présentés les procédures de mesure des quelques éléments extrinsèques du modèle électrique d'un MESFET et de tous les paramètres d'un modèle non-linéaire d'une diode varactor. Nous avons conçu deux oscillateurs contrôlés en tension réalisés en technologies différentes. Le premier est réalisé avec des lignes de transmission microrubans à 5.8 GHz et le deuxième est réalisé avec des lignes de transmission FGCPW à 4 GHz. Les résultats des mesures sont bons dans les deux cas. Le décalage en fréquence entre les deux oscillateurs est due aux processus de fabrication et aux erreurs introduites par le modèle électrique du transistor lors des simulations. Finalement, pour former l'antenne active, nous

avons conçu et réalisée un dipôle coplanaire qui a été couplé avec l'oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes FGCPW. Les dimensions simulées du dipôle ont été ajustées pour que la fréquence de résonance soit 4 GHz. L'antenne active a été mesurée ce qui nous a permis de déterminer le gain du dipôle coplanaire et d'accomplir l'objectif titré de ce mémoire.

CONCLUSION

En conclusion, nous avons présenté une nouvelle topologie d'antenne active réalisée en technologie coplanaire. Dans ce projet nous avons mis l'emphasis sur la conception des oscillateurs contrôlés en tension à cause de la complexité et de l'importance qui occupe l'oscillateur dans le système conçu.

Dans la conception d'un oscillateur, les modèles non-linéaires utilisés dans les simulations jouent un rôle très important. Nous avons présenté une méthode pour extraire les paramètres extrinsèques et intrinsèques du modèle électrique d'un transistor MESFET. La non disponibilité des appareils de mesure nécessaires dans le laboratoire ne nous a pas permis de déterminer tous les paramètres du modèle électrique du transistor et nous avons été obligés d'utiliser un modèle de transistor fourni par la compagnie Hewlett Packard. La validité de ce modèle laisse à désirer. Les paramètres $[S]$ simulés avec ce modèle ne concordent pas avec les paramètres $[S]$ trouvés dans la fiche technique fourni par le manufacturier. En effet, la compagnie Hewlett Packard conseille à ceux qui utilisent ses transistors de créer leur propres modèles électriques à partir de mesures effectuées dans un laboratoire.

Les oscillateurs contrôlés en tension conçus présentent des bonnes performances. L'oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes de transmission microrubans oscille à 5.8 GHz avec une puissance de sortie de 8.5 dBm, un bruit de phase de -119.5 dBc à 1 MHz de la fréquence d'oscillation et une efficacité énergétique de 7.87 % . Le VCO couvre une bande de 40 MHz dans la bande *ISM* avec un gain de 3 MHz/V et la variation du signal de sortie ne dépasse pas 1.8 dB. L'oscillateur contrôlé en tension réalisé avec des lignes de transmission FGCPW oscille à 4 GHz avec une puissance de sortie de 2.67 dBm, un bruit de phase de -141 dBc à 1 MHz de la fréquence d'oscillation et une efficacité énergétique de 2.05 %. La fréquence d'oscillation du VCO avec des lignes de transmission FGCPW varie entre 4 GHz et 4.025 GHz, la variation de la puissance du signal ne dépasse pas 2.1 dB dans

cette bande de fréquence et le gain approximatif du VCO est de 2MHz/V.

Le décalage en fréquence entre le VCO réalisé avec des lignes de transmission microrubans et le VCO réalisé avec des lignes de transmission FGCPW est difficile à expliquer. D'une part, nous avons les impédances des circuits d'adaptation conçues en *Momentum* qui, en réalité, ne sont pas égaux à ceux obtenus en *MDS*. D'autre part, nous avons les erreurs introduites par le procédé de fabrication des circuits imprimés qui n'est pas précis. Les ponts à air des lignes de transmission FGCPW sont extrêmement fragiles et leurs contacts avec les conducteurs de masse sont imparfaits. De plus, nous ne pouvons pas ajuster la fréquence de résonance du circuit avec des lignes FGCPW à cause des dimensions fixes entre le conducteur central d'une ligne de transmission terminé en circuit ouvert et le conducteur de masse.

Le dipôle conçu, qui constitue l'élément rayonnant de l'antenne active, a le gain et la bande passante supérieurs à ceux d'un dipôle classique $\lambda/2$ et le HPBW dans le plan E est de 60° . Le coefficient de réflexion mesuré à 4 GHz est de -23.82 dB et la bande passante, mesuré à un TOS inférieur à 2, est de 550 MHz ou 13.8 %. Le gain mesuré du dipôle est de 2.56 dB. Ce dipôle est connecté avec l'oscillateur contrôlé en tension pour former l'antenne active.

L'antenne active que nous avons réalisée peut être utilisée seule afin de transmettre un signal modulé en fréquence ou bien peut constituer l'élément principal d'un réseau d'antennes actives à faisceau contrôlé. Dans ce réseau d'antennes actives nous avons la possibilité de contrôler le déphasage de chaque antenne active. Nous pouvons contrôler le déphasage d'une antenne active de deux façons : (1) à l'aide de la tension de contrôle du varactor ou (2) avec la tension CC de l'alimentation du transistor. C'est plus intéressant de créer un déphasage à l'aide d'une impulsion appliquée sur la tension CC de l'alimentation du transistor et garder la tension de contrôle du varactor pour moduler l'oscillateur.

La durée et l'amplitude de l'impulsion pour créer un déphasage établi, ainsi que

l'étude du couplage mutuelle entre les antennes actives du réseau d'antennes feront le sujet des travaux futurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] AL-ANI, A. H., CULLEN, A. L., et FOREST, J. R. (1974 Juin). A Phase-Locking Method for Beam Steering in Active Array Antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 22, 698-703.
- [2] COPELAND, J. R., et ROBERTSON, W. J. (1961 Octobre). Antenna-Verterers and Antennafiers. *Electronics*, 68-71.
- [3] CURTICE, W. R. (1980 mai). A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques*, MTT-48, 448-456.
- [4] CURTICE, W. R., et CAMISA, R. (1984 décembre). Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics. *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, MTT-32, 1573-1578.
- [5] DIAMANT, F., et LAVIRON, M. (1982). Measurement of the Extrinsic Series Elements of a Microwave MESFET under Zero Current Condition. *Proc. 12th European Microwave Conf.*, 451-456.
- [6] GONZALEZ, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, second ed. Prentice-Hall, Inc.
- [7] HERTZ, R. (1983). *Electric Waves*. Macmillan.
- [8] HOLMSTROM, R. P., BLOSS, W. L., et CHI, J. Y. (1986 juillet). A Gate Probe Method of Determining Parasitic Resistance in MESFET's. *IEEE Electron Device Letters*, EDL-7, 410-412.
- [9] JORDAN, E. C., et BALMAIN, K. G. (1968). *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Prentice-Hall, Inc.
- [10] KUROKAWA, K. (1969). Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits. *The Bell System Technical Journal*.

- [11] LENK, F., et DOERNER, R. (1998 juin). New Extraction Method for FET Extrinsic Capacitances Using Active Bias Conditions. *IEEE MTT-S Digest*. 279-282.
- [12] LIAO, S. Y. (1987). *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*. Prentice-Hall, Inc.
- [13] MEINKE, H., et LANDSTARFER, F. M. (1968 Septembre). Noise and Bandwidth Limitations with Transistorized Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Symposium*.
- [14] MINASION, R. A. (1977). Simplified GaAs MESFET Model to 10GHz. *Electron Lett.*, 13, 549-551.
- [15] NAVARRO, J. A., et CHANG, K. (1996). *Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining*. John Wiley & Sons, Inc.
- [16] RAMSDALE, P. A., et MACLEAN, T. S. (1971 Décembre). Active Loop-Dipole Aerials. *Proceedings of the IEEE*, 118, 1698-1710.
- [17] RHEA, R. W. (1995). *Oscillator Design and Computer Simulation*. Noble Publishing Atlanta.
- [18] SCOTT, A. W. (1993). *Understanding Microwaves*. John Wiley & Sons, Inc.
- [19] STUTZMAN, W. L., et THIELE, G. A. (1981). *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc.
- [20] THOMAS, H. J., FUDGE, D. L., et MORRIS, G. (1985 Février). Gunn Source Integrated with Microstrip Patch. *Microwaves and RF*, 24, 87-91.
- [21] VEYRES, C., et HANNA, V. F. (1980). Extension of the Application of Conformal Mapping Techniques to Coplanar Lines with Finite Dimensions. *Int. J. Electron.*, 48, 47-56.

Annexe I

Fiche technique du transistor et de la diode varactor



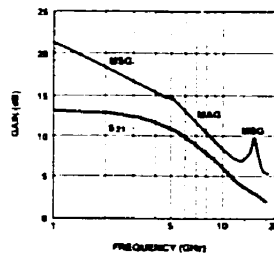
Surface Mount Gallium Arsenide FET for Oscillators

Technical Data

ATF-13786

Features

- Low Cost Surface Mount Plastic Package
- High f_{MAX} : 60 GHz Typical
- Low Phase Noise at 10 GHz: -110 dBc/Hz @ 100 kHz Typical
- Output Power at 10 GHz: up to 10 dBm
- Tape-and-Reel Packaging Option Available



Insertion Power Gain, Maximum Available Gain, and Maximum Stable Gain vs. Frequency.
 $V_{DS} = 3 \text{ V}$, $I_{DS} = 40 \text{ mA}$.

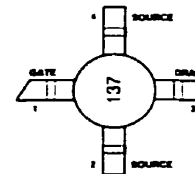
Description

Hewlett-Packard's ATF-13786 is a low cost Gallium Arsenide Schottky barrier-gate field effect transistor housed in a surface mount plastic package. This device is designed for use in low cost, surface mount oscillators operating over the RF and microwave frequency ranges. The ATF-13786 has sufficient gain for easy use as a negative R cell, without excess gain that can lead to unwanted oscillations and mode jumping. The gate structure used in the fabrication of this device results in phase noise performance superior to that of most other MESFETs. These features make this device particularly well suited for low power (< +10 dBm) commercial oscillator applications such as are encountered in DBS, TVRO, and MMDS television receivers, or hand-held transceivers operating in the 900 MHz, 2.4 GHz, and 5.7 GHz ISM bands.

85 mil Plastic Surface Mount Package



Pin Configuration



This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of 250 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

ATF-13786 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V_{DS}	Drain-Source Voltage	V	4
V_{GS}	Gate-Source Voltage	V	-4
V_{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-6
I_{DS}	Drain Current	mA	I_{DSS}
P_T	Power Dissipation ^[2,3]	mW	225
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +150

Thermal Resistance^[2]: $\theta_{jc} = 325^\circ\text{C/W}$

Notes:

1. Operation of this device above any one of these conditions may cause permanent damage.
2. $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$ (T_{CASE} is defined to be the temperature at the ends of pins 2 and 4 where they contact the circuit board).
3. Derate at 3.1 mW/°C for $T_C > 60^\circ\text{C}$.

ATF-13786 Electrical Specifications, $T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 40\text{ mA}$ ^[4]

(unless noted)

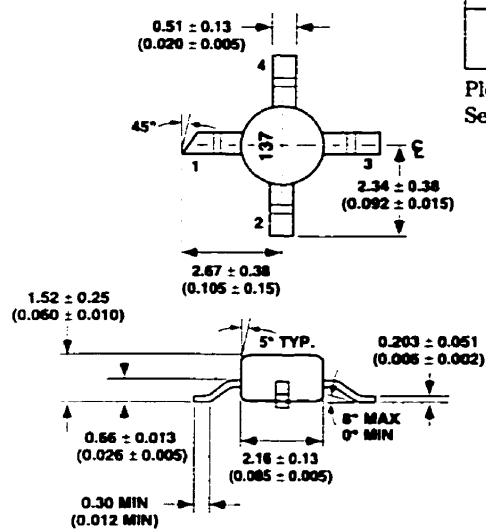
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
$ S_{21} ^2$	Insertion Power Gain $f = 10\text{ GHz}$	dB		6.0	
$P_{1\text{ dB}}$	Power at 1 dB Gain Compression $f = 10\text{ GHz}$	dBm	15	16.5	
$G_{1\text{ dB}}$	1 dB Compressed Gain $f = 10\text{ GHz}$	dB	6.5	7.5	
PN	Phase Noise (100 kHz offset) ^[5] $f = 10\text{ GHz}$	dBc/Hz		-110	
g_m	Transconductance $V_{DS} = 3\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	mS	25	55	
I_{DSS}	Saturated Drain Current $V_{DS} = 3\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	mA	50	70	100
V_p	Pinchoff Voltage $V_{DS} = 3\text{ V}, I_{DS} = 1\text{ mA}$	V	-2.0	-1.5	-0.5
V_{BDG}	Gate - Drain Breakdown Voltage $I_{DG} = 0.1\text{ mA}$	V	6.5	7	

Notes:

4. Recommended maximum bias conditions for use as an oscillator.
5. The superior phase noise of this product results from the use of a gate structure optimized for noise performance. Typical performance of 10 GHz parallel resonated, lightly coupled oscillator using high Q dielectric resonator.

Typical Scattering Parameters, Common Source, $Z_0 = 50\Omega$, $V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_{DS} = 40\text{ mA}$

Frequency GHz	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1	0.97	-23	4.80	157	0.03	77	0.46	-13
2	0.88	-46	4.60	135	0.06	66	0.42	-25
3	0.78	-68	4.35	117	0.08	58	0.36	-35
4	0.67	-95	4.02	95	0.11	47	0.28	-48
5	0.57	-125	3.61	75	0.12	37	0.19	-65
6	0.52	-157	3.20	57	0.13	28	0.12	-93
7	0.53	176	2.84	41	0.14	21	0.08	-147
8	0.57	160	2.54	31	0.14	18	0.10	171
9	0.60	143	2.27	16	0.14	12	0.15	148
10	0.63	130	2.04	4	0.15	6	0.19	134
11	0.64	117	1.82	-9	0.14	0	0.25	122
12	0.67	107	1.65	-19	0.14	-4	0.30	113
13	0.72	99	1.55	-29	0.14	-8	0.35	109
14	0.76	97	1.47	-35	0.14	-9	0.39	111
15	0.78	90	1.40	-46	0.14	-14	0.41	108
16	0.77	83	1.32	-58	0.14	-20	0.42	104
17	0.74	77	1.26	-68	0.14	-28	0.43	98
18	0.73	69	1.23	-80	0.14	-36	0.42	93

**85 mil Plastic Surface Mount
Package Dimensions**

DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

Part Number Ordering Information

Part Number	Devices per Reel	Reel Size
ATF-13786-TR1	1000	7"
ATF-13786-STR	10	strip

Please refer to the "Tape-and-Reel Packaging for Surface Mount Semiconductors" data sheet for more detailed information.

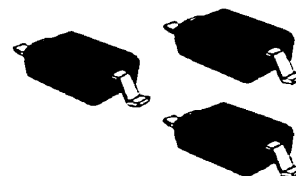
Hyperabrupt Tuning Varactors



SMV1129-011, SMV1139-011

Features

- Very Low R_S
- SOD-323 Package
- Designed for High Volume, Low Cost Applications
- Tape and Reel Available



Description

The SMV1129-011 and SMV1139-011 are surface mount varactor diodes in the SOD-323 plastic package. They are designed for very low series resistance applications such as RF and microwave VCOs.

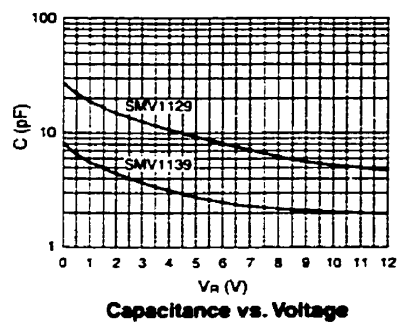
Absolute Maximum Ratings

Characteristics	Value
Forward Current	20 mA
Power Dissipation	250 mW
Storage Temperature	-55 to 150°C
Operating Temperature	-55 to 125°C

Electrical Specifications at 25°C

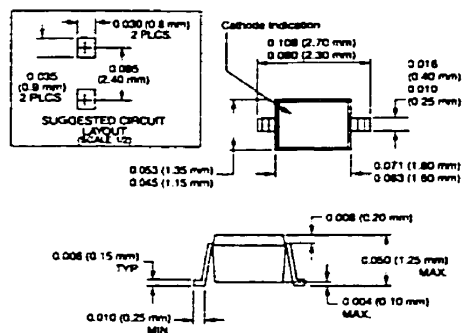
Parameter	Symbol	Test Condition	SMV1129-011			SMV1139-011			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Breakdown Voltage	V_B	$I_R = 10\mu A$	12			12			V
Reverse Current	I_R	10V			5			5	nA
Capacitance	C_T	1V	17.5	19	20.5	4.95	5.4	5.85	pF
Capacitance Ratio	T_R	1V/3V	1.40	1.53		1.40	1.53		
Capacitance Ratio	T_R	1V/6V	2.0	2.5		2.0	2.5		
Series Resistance	R_S	VR = 1V, F = 500 MHz			0.4			0.6	Ω

Performance Data at 25°C



V_R	SMV1129 C (pF)	SMV1139 C (pF)
0	27.54	8.02
1	18.92	5.50
2	15.01	4.37
3	12.54	3.65
4	10.73	3.12
5	9.3	2.73
6	8.11	2.45
7	7.12	2.27
8	6.3	2.15
9	5.66	2.08
10	5.22	2.02
11	4.93	1.98
12	4.73	1.94

Outline Drawing SOD-323



Circuit Models for Plastic Packaged Microwave Diodes



Abstract

This paper reports on the measurement and establishment of circuit models for SOT-23 and SOD-323 packaged diodes. Results indicate that the 1.5 nH estimate for the SOT-23 is a useful result as is 1.2 nH for SOD-323 single packaged diodes. It was also determined that the effective inductance of the SOT-23 may be reduced to approximately 0.4 nH by adding a second bond wire and modifying the microstrip line. Other lead configurations including parallel bond wires and common cathode configurations were also studied.

Introduction

Discrete, low cost, surface mount semiconductor diodes are attractive choices for UHF and microwave applications where package parasitic may have a significant impact on performance. The most common package styles are the SOT-23 and the SOD-323 (Figure 1) which was neither designed nor intended for RF service. A primary limitation to its high frequency performance, particularly in PIN diode shunt connected switches, is parasitic package inductance which limits high frequency isolation. The model information available from vendors of these devices has been generally limited to estimates of inductance, typically 1.5 nH, for single junction SOT-23 diodes. Establishing a better model will enable circuit designers to better predict performance and possibly give the manufacturer alternative designs to reduce package parasitic effects.

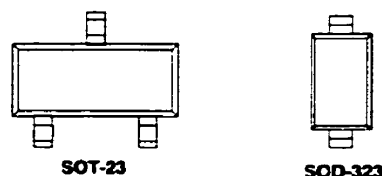


Figure 1. Diode Package Styles

Package Modeling

Network Analysis

To create a high frequency device model S-parameter, measurements were taken over a wide frequency band so that resonance and other high order effects would be included in the measurements. This procedure utilizes an HP 8510C vector network analyzer. The package under test was inserted into an Inter-Continental Microwave test fixture as a series connected element. This fixture uses a Thru-Reflect-Line calibration procedure to produce accurate calibration and assures a reference plane at the device under test.

Using this methodology, a circuit model was generated for each of the devices as shown in Figures 2 and 3. These models produce very good correlation between the measured and simulated performance as shown in Figure 4.

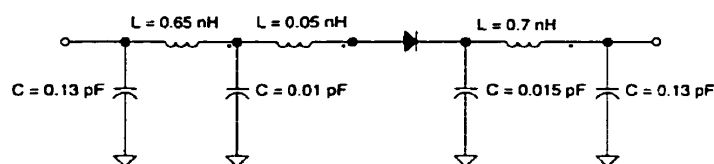


Figure 2. SOT-23 Circuit Model

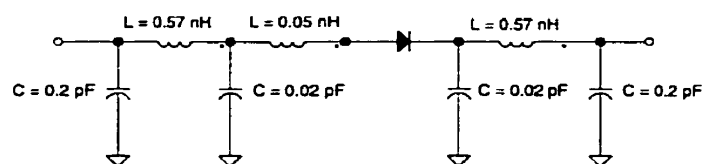


Figure 3. SOD-323 Circuit Model

Circuit Models for Plastic Packaged Microwave Diodes

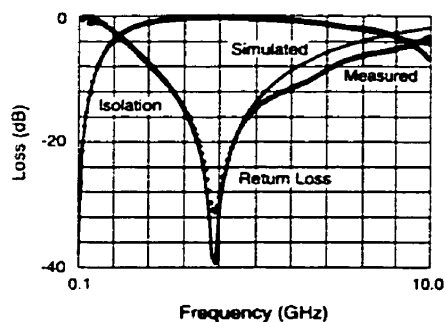


Figure 4. Measurement vs. Model Simulation of a SOT-23 Package

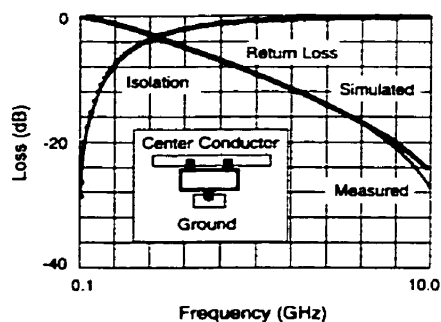


Figure 5. SOT-23 Validation: Simulation vs. Measurement

Impedance Measurements

The HP 4291A Impedance Analyzer, an instrument based on measuring the vector V/I with coverage from 1 MHz–1.8 GHz, was also utilized to characterize inductance of the packages under consideration. Measurements were taken on a group of PIN diodes that were forward biased to low values of forward resistance. The inductance values derived from these measurements are shown in Table 1 and compare well with the values derived from network analysis. The advantage of the direct impedance measurement is the capability of a quick measurement without the necessity of hard bonding the device to a substrate.

Validation of Simulated Model

Validation of the model was performed by placing the diode into a test circuit that simulates a shunt connected switch. The test circuit was constructed using a Duroid microstrip board and the device was placed as shown in Figure 5. This provided a different operating environment because not only was the diode connected differently but the microstrip insulator had a different dielectric constant.

The measured performance of this circuit was imported into the circuit simulator and compared to a simulation using the circuit model. Figure 6 shows good validation of the network analyzer generated model.

Alternative SOT-23 Designs for Lower Inductance

To reduce the total inductance of the SOT-23 package, alternative wire bonding schemes were studied. Figure 6 shows four bonding wire designs considered in this study. The measured inductance of these bonding schemes are shown on Table 1.

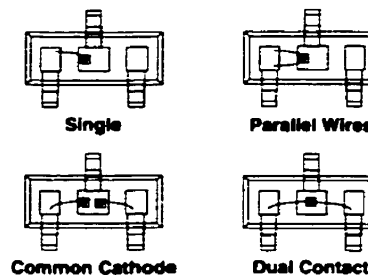


Figure 6. SOT-23 Configurations

Circuit Models for Plastic Packaged Microwave Diodes

The single wire SOT-23 diode with 1.5 nH inductance will perform with 10.1 dB isolation at 900 MHz as a shunt connected switch. The inductance is reduced to 1.2 nH if a parallel bond wire is attached to the diode contact. This will increase the isolation to 11.6 dB. A further reduction of inductance may be obtained by adding a second diode chip in a common cathode configuration. This reduces the inductance to 0.84 nH resulting in an increase in isolation to 14.6 dB.

Since two junctions are employed, in the common cathode alternative, the capacitance is doubled under reverse bias. The consequence may be an adverse effect on insertion loss. The inductance of the dual bond wire design is similar to the common cathode design resulting in similar

performance. But, if the package is inserted in the microstrip circuit with a gap in the transmission line as shown in Figure 7, then the effective inductance is reduced to below 0.4 nH and the isolation is increased to 20 dB at 900 MHz. Figure 7 shows a plot of the measured isolation of the dual bond wire package versus frequency to 4 GHz. A plot of an inductance of 1.5 nH is shown as a reference.

Table 1 shows a summary of the effective package inductance values for the SOD-323 and SOT-23 packaged diodes with alternative wiring configurations using the measurement techniques described.

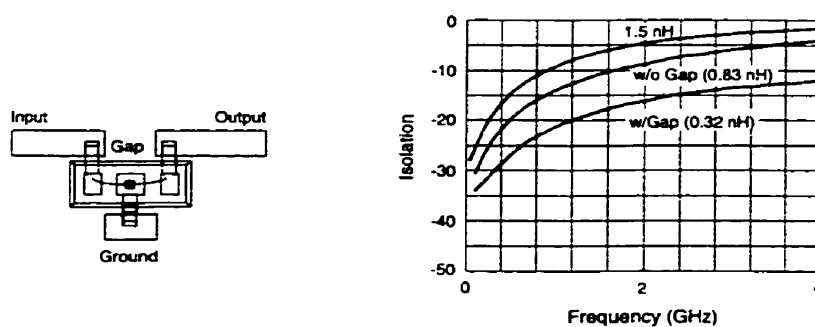


Figure 7. SOT-23 Dual Bond Wire With and Without a Gap

Package	Configuration	S-Parameter Model (nH @ 1 GHz)	S-Parameter Validation (nH @ 1 GHz)	HP 4291A Inductance (nH)
SOT-23	Single Junction	1.45	1.50	1.50/1.70
SOT-23	Dual No Gap	1.20	0.90	
SOT-23	Dual Gap	0.50	0.40	
SOT-23	Parallel Bonds			1.20
SOT-23	Common Cathode			0.84
SOT-323	Single Junction	1.10	1.19	1.20

Table 1. Summary of Package Inductance Values

Conclusion

As a result of this effort, accurate and concise microwave models are now available for commonly used, low cost, surface mount, SOT-23 and SOD-323 packaged diodes. The measurement methodology utilized de-embedding techniques valid at frequencies through 10 GHz. This material will assist design engineers to design and predict circuit performance using these popular devices.

In addition, it was demonstrated that the inductance of the SOT-23 may be significantly reduced by both modifying the internal package wiring and the microstrip transmission line. This further improves the frequency response of the package.

Reference

R.W. Waugh and D. Gustedt, "Low Cost Surface Mount Power Limiters," Proceedings RF EXPO WEST, March 1992, pp. 19-40.

Brian Brown
M/A-COM Inc., Burlington, MA

and

Gerald Hiller
Alpha Industries Inc., Woburn, MA

©1997 Alpha Industries, Inc. All rights reserved.

Annexe II

Résolution de la matrice [Y] des paramètres intrinsèques

Nous avons le système d'équations suivant :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} + j\omega C_{gd} \quad (\text{II.1})$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (\text{II.2})$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} \quad (\text{II.3})$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (\text{II.4})$$

Nous obtenons C_{gd} à partir de l'équation II.2 :

$$C_{gd} = j \frac{Y_{12}}{\omega} \quad (\text{II.5})$$

Avec C_{gd} dans II.1 nous obtenons :

$$Y_{11} = \frac{1}{R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} - Y_{12} \quad (\text{II.6})$$

$$Y_{11} + Y_{12} = \frac{1}{R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} \quad (\text{II.7})$$

$$R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \quad (\text{II.8})$$

$$R_i - \frac{j}{\omega C_{gs}} = \frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \quad (\text{II.9})$$

Maintenant, nous pouvons extraire les valeurs de R_i et C_{gs} à partir des parties réelles et imaginaire de l'équation II.9 :

$$R_i = \text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right) \quad (\text{II.10})$$

$$C_{gs} = - \frac{1}{\omega \text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \quad (\text{II.11})$$

À partir de l'équation II.3 nous isolons le terme $g_m e^{-j\omega\tau}$:

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - Y_{12} \quad (\text{II.12})$$

$$g_m e^{-j\omega\tau} = (Y_{21} + Y_{12})(1 + j\omega R_i C_{gs}) \quad (\text{II.13})$$

Nous obtenons g_m et τ à partir de la magnitude et de la phase de l'équation II.13 :

$$g_m = \text{Mag} [(Y_{21} + Y_{12})(1 + j\omega R_i C_{gs})] \quad (\text{II.14})$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \text{Phase} [(Y_{21} + Y_{12})(1 + j\omega R_i C_{gs})] \quad (\text{II.15})$$

$$g_m = \text{Mag} \left[(Y_{21} + Y_{12}) \left(1 - j \frac{\text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)}{\text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \right) \right] \quad (\text{II.16})$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \text{Phase} \left[(Y_{21} + Y_{12}) \left(1 - j \frac{\text{Real} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)}{\text{Imag} \left(\frac{1}{Y_{11} + Y_{12}} \right)} \right) \right] \quad (\text{II.17})$$

De l'équation II.4 nous déterminons R_{ds} et C_{ds} :

$$R_{ds} = \frac{1}{\text{Real}(Y_{22})} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Imag}(Y_{22}) = \omega(C_{gd} + C_{ds}) \quad (\text{II.19})$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Imag}(Y_{22})}{\omega} - C_{gd} \quad (\text{II.20})$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Imag}(Y_{22})}{\omega} - j \frac{Y_{12}}{\omega} \quad (\text{II.21})$$

Donc,

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} (Imag(Y_{22}) - jY_{12}) \quad (\text{II.22})$$

Annexe III

Détermination des capacités parasites

Transformation $[Z_{ni}] \Rightarrow [Z_{ri}]$

La figure III.1 nous montre un schéma-bloc d'un MESFET qui nous aide à trouver les paramètres Z du transistor.

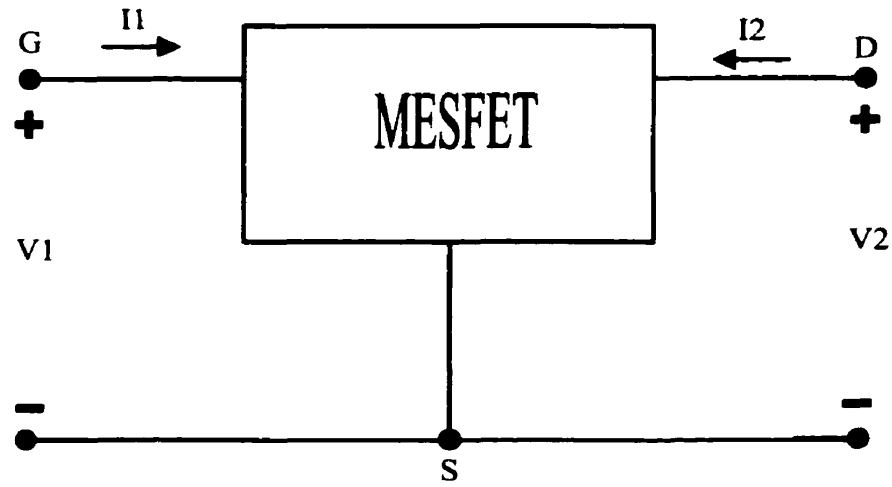


Figure III.1 – Schéma bloc d'un transistor MESFET

La matrice des paramètres $[Z_n]$ pour un MESFET polarisé en direct est obtenu à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{1n} = Z_{11n}I_{1n} + Z_{12n}I_{2n} \\ V_{2n} = Z_{21n}I_{1n} + Z_{22n}I_{2n} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où $V_{1n} = V_{gsn}$, $V_{2n} = V_{dsn}$, $I_{1n} = I_{gn}$ et $I_{2n} = I_{dn}$.

Quand nous polarisons le MESFET en inverse nous avons les équations suivantes

qui nous garantissent la symétrie avec le MESFET polarisé en direct :

$$\dot{V}_{gdr} = \dot{V}_{gsn} \quad (\text{III.2})$$

$$\dot{V}_{dsr} = - \dot{V}_{dsn} \quad (\text{III.3})$$

$$\dot{V}_{gsr} = \dot{V}_{gdn} = \dot{V}_{gsn} - \dot{V}_{dsn} \quad (\text{III.4})$$

$$I_{gr} = I_{gn} \quad (\text{III.5})$$

Maintenant, nous déterminons les paramètres Z . $[Z_{ri}]$ du MESFET polarisé en inverse en fonction des éléments de la matrice Z_n :

$$\begin{aligned} Z_{11r} &= \left. \frac{\dot{V}_{1r}}{I_{1r}} \right|_{I_{2r}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{gsr}}{I_{gr}} \right|_{I_{2r}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{gsn} - \dot{V}_{dsn}}{I_{gn}} \right|_{I_{dn}=I_{gn} \rightarrow I_{1n}=-I_{2n}} \\ &= \frac{\dot{V}_{1n} - \dot{V}_{2n}}{I_{1n}} = \frac{Z_{11n}I_{1n} + Z_{12n}I_{2n} - Z_{21n}I_{1n} - Z_{22n}I_{2n}}{I_{1n}} \\ Z_{11r} &= Z_{11n} - Z_{12n} - Z_{21n} + Z_{22n} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{aligned} Z_{12r} &= \left. \frac{\dot{V}_{1r}}{I_{2r}} \right|_{I_{1r}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{gsr}}{I_{dr}} \right|_{I_{gr}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{1n} - \dot{V}_{2n}}{-(I_{dn} + I_{gn})} \right|_{I_{gn}=0 \rightarrow I_{1n}=0} \\ &= \frac{\dot{V}_{1n} - \dot{V}_{2n}}{-I_{2n}} = \frac{Z_{11n}I_{1n} + Z_{12n}I_{2n} - Z_{21n}I_{1n} - Z_{22n}I_{2n}}{-I_{2n}} \\ Z_{12r} &= Z_{22n} - Z_{12n} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{aligned} Z_{21r} &= \left. \frac{\dot{V}_{2r}}{I_{1r}} \right|_{I_{2r}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{dsr}}{I_{gr}} \right|_{I_{dr}=0} = \left. \frac{-\dot{V}_{2n}}{I_{1n}} \right|_{I_{dn}=-I_{gn} \rightarrow I_{1n}=-I_{2n}} \\ &= \frac{-\dot{V}_{2n}}{I_{1n}} = \frac{-Z_{21n}I_{1n} - Z_{22n}I_{2n}}{-I_{2n}} \\ Z_{21r} &= Z_{22n} - Z_{21n} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{aligned}
Z_{22r} &= \left. \frac{\dot{V}_{2r}}{I_{2r}} \right|_{I_{1r}=0} = \left. \frac{\dot{V}_{dsr}}{I_{dr}} \right|_{I_{gr}=0} = \left. \frac{-\dot{V}_{dsn}}{-(I_{dn} + I_{gn})} \right|_{I_{gn}=0 \rightarrow I_{1n}=0} \\
&= \left. \frac{\dot{V}_{2n}}{I_{2n}} \right|_{I_{1n}=0} \\
Z_{12r} &= Z_{22n}
\end{aligned} \tag{III.9}$$

Ainsi, nous avons trouvé la relation entre les matrices $[Z_{ni}]$ et $[Z_{ri}]$:

$$Z_{ni} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \tag{III.10}$$

$$Z_{ri} = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22} & Z_{22} - Z_{12} \\ Z_{22} - Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \tag{III.11}$$

**Résolution du système d'équations pour trouver
les capacitances parasites $\dot{Y}_{pg}, \dot{Y}_{pd}$ et \dot{Y}_{ps}**

Nous avons les équations suivantes :

$$Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_g + Z_s & Z_s \\ Z_s & Z_d + Z_s \end{bmatrix} \tag{III.12}$$

$$Z_n = Z_{ni} + Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_{n11} & Z_{n12} \\ Z_{n21} & Z_{n22} \end{bmatrix} \tag{III.13}$$

$$Z_r = Z_{ri} + Z_{ext} = \begin{bmatrix} Z_{r11} & Z_{r12} \\ Z_{r21} & Z_{r22} \end{bmatrix} \tag{III.14}$$

\Rightarrow

$$Z_n = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_g + Z_s & Z_{12} + Z_s \\ Z_{21} + Z_s & Z_{22} + Z_d + Z_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$Z_r = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22} + Z_g + Z_s & Z_{22} - Z_{12} + Z_s \\ Z_{22} - Z_{21} + Z_s & Z_{22}Z_d + Z_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Les matrices des paramètres Y mesurés sont données par :

$$Y_{mn} = [Z_n]^{-1} + Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{mn11} & Y_{mn12} \\ Y_{mn21} & Y_{mn22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$Y_{mr} = [Z_r]^{-1} + Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{mr11} & Y_{mr12} \\ Y_{mr21} & Y_{mr22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

où

$$Y_{ext} = \begin{bmatrix} Y_{pg} + Y_{ps} & -Y_{ps} \\ -Y_{ps} & Y_{pd} + Y_{ps} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Les matrices inverses de $[Z_n]$ et $[Z_r]$ sont :

$$Z_n^{-1} = \frac{1}{|Z_n|} \begin{bmatrix} Z_{n22} & -Z_{n21} \\ -Z_{n12} & Z_{n11} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

$$Z_r^{-1} = \frac{1}{|Z_r|} \begin{bmatrix} Z_{r22} & -Z_{r21} \\ -Z_{r12} & Z_{r11} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

où $|Z_n|$ et $|Z_r|$ sont les déterminants des matrices Z_n et Z_r .

Donc, les éléments des matrices Y_{mn} et Y_{mr} sont :

$$Y_{mn11} = \frac{1}{|Z_n|}(Z_{22}Z_d + Z_s) + Y_{pg} + Y_{ps} \quad (\text{III.22})$$

$$Y_{mn12} = -\frac{Z_{21} + Z_s}{|Z_n|} - Y_{ps} \quad (\text{III.23})$$

$$Y_{mn21} = -\frac{Z_{12} + Z_s}{|Z_n|} - Y_{ps} \quad (\text{III.24})$$

$$Y_{mn22} = \frac{Z_{11} + Z_g + Z_s}{|Z_n|} + Y_{pd} + Y_{ps} \quad (\text{III.25})$$

$$Y_{mr11} = \frac{1}{|Z_r|}(Z_{22}Z_d + Z_s) + Y_{pg} + Y_{ps} \quad (\text{III.26})$$

$$Y_{mr12} = -\frac{Z_{22} - Z_{21} + Z_s}{|Z_r|} - Y_{ps} \quad (\text{III.27})$$

$$Y_{mr21} = -\frac{Z_{22} - Z_{12} + Z_s}{|Z_r|} - Y_{ps} \quad (\text{III.28})$$

$$Y_{mr22} = \frac{Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22} + Z_g + Z_s}{|Z_r|} + Y_{pd} + Y_{ps} \quad (\text{III.29})$$

Nous faisons les notations suivantes :

$$a_1 = Y_{mn12}Y_{mr12}$$

$$a_2 = Y_{mn21}Y_{mr21}$$

$$a_3 = Y_{mn22}Y_{mr11}$$

$$a_4 = Y_{mn11}Y_{mr22}$$

$$a_5 = Y_{mn12} - Y_{mr21} = \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|}$$

$$a_6 = Y_{mr12} - Y_{mn21} = -\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|}$$

$$(\text{III.29}) \cdot |Z_r| - (\text{III.25}) \cdot |Z_n| \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} Y_{mr22}|Z_r| - Y_{mn22}|Z_n| &= Z_{22} - Z_{12} - Z_{21} + Y_{pd}(|Z_r| - |Z_n|) + Y_{ps}(|Z_r| - |Z_n|) \\ Y_{pd} &= \frac{Y_{mr22}|Z_r| - Y_{mn22}|Z_n|}{|Z_r| - |Z_n|} - \frac{Z_{22} - Z_{12} - Z_{21}}{|Z_r| - |Z_n|} - Y_{ps} \quad (\text{III.30}) \end{aligned}$$

$$\frac{a_5}{a_5 + a_6} = \frac{\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|}}{\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|} - \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|}} = \frac{|Z_r|}{|Z_r| - |Z_n|} \quad (\text{III.31})$$

$$\frac{a_6}{a_5 + a_6} = \frac{-\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|}}{\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|} - \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|}} = -\frac{|Z_n|}{|Z_r| - |Z_n|} \quad (\text{III.32})$$

III.31 et III.32 dans III.30 \Rightarrow

$$Y_{pd} = \frac{Y_{mr22}a_5 + Y_{mn22}a_6}{a_5 + a_6} - \frac{Z_{22} - Z_{12} - Z_{21}}{|Z_r| - |Z_n|} - Y_{ps} \quad (\text{III.33})$$

$$\begin{aligned} a_1 &= \left[\frac{Z_{12} - Z_s}{|Z_n|} + Y_{ps} \right] \left[\frac{Z_{22} - Z_{12} - Z_s}{|Z_r|} + Y_{ps} \right] \\ a_1 &= \frac{1}{|Z_n||Z_r|} (Z_{12} + Z_s)(Z_{22} - Z_{12} - Z_s) + Y_{ps}^2 + \\ &\quad + Y_{ps} \left(\frac{Z_{12} - Z_s}{|Z_n|} + \frac{Z_{22} - Z_{12} - Z_s}{|Z_r|} \right) \\ a_2 &= \frac{1}{|Z_n||Z_r|} (Z_{21} + Z_s)(Z_{22} - Z_{21} - Z_s) + Y_{ps}^2 + \\ &\quad + Y_{ps} \left(\frac{Z_{21} - Z_s}{|Z_n|} + \frac{Z_{22} - Z_{21} - Z_s}{|Z_r|} \right) \\ a_1 - a_2 &= \frac{1}{|Z_n||Z_r|} [(Z_{21} - Z_{12})(Z_{21} + Z_{12}) - Z_{22}(Z_{21} - Z_{12})] + \\ &\quad + Y_{ps} \left(\frac{Z_{12} - Z_{21}}{|Z_n|} + \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|} \right) \\ a_1 - a_2 &= \frac{(Z_{21} - Z_{12})}{|Z_n||Z_r|} (Z_{12} + Z_{21} - Z_{22}) + \\ &\quad + Y_{ps}(Z_{21} - Z_{12}) \left(\frac{-1}{|Z_n|} + \frac{1}{|Z_r|} \right) \\ a_5 + a_6 &= \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|} - \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{a_1 - a_2}{a_5 + a_6} &= \frac{\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n||Z_r|} (Z_{12} + Z_{21} - Z_{22})}{\frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n|} - \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_r|}} + \\
&\quad + Y_{ps} \frac{(Z_{21} - Z_{12}) \left(\frac{-1}{|Z_n|} + \frac{1}{|Z_r|} \right)}{(Z_{21} - Z_{12}) \left(\frac{1}{|Z_n|} - \frac{1}{|Z_r|} \right)} \\
\frac{a_1 - a_2}{a_5 + a_6} &= \frac{Z_{12} + Z_{21} - Z_{22}}{|Z_r| - |Z_n|} - Y_{ps}
\end{aligned} \tag{III.34}$$

III.34 dans III.33 \Rightarrow

$$\boxed{Y_{pd} = \frac{Y_{mr22}a_5 + Y_{mn22}a_6 - a_2 + a_1}{a_5 + a_6}} \tag{III.35}$$

(III.26) $\cdot |Z_r|$ - (III.22) $\cdot |Z_n| \Rightarrow$

$$\begin{aligned}
Y_{mr11}|Z_r| - Y_{mn11}|Z_n| &= (|Z_r| - |Z_n|)Y_{pg} + Y_{ps}(|Z_r| - |Z_n|) \\
Y_{pg} &= \frac{|Z_r|}{|Z_r| - |Z_n|} Y_{mr11} - \frac{|Z_n|}{|Z_r| - |Z_n|} Y_{mn11} - Y_{ps} \tag{III.36}
\end{aligned}$$

$$\boxed{Y_{pg} = \frac{Y_{mr11}a_5 + Y_{mn11}a_6}{a_5 + a_6} - Y_{ps}} \tag{III.37}$$

Maintenant, nous allons trouver $Y_{ps} \Rightarrow$

$$\begin{aligned}
a_2 - a_1 &= \frac{Z_{21} - Z_{12}}{|Z_n||Z_r|} (Z_{22} - Z_{12} - Z_{21}) + \underbrace{Y_{ps} (Z_{21} - Z_{12}) \left(\frac{1}{|Z_n|} - \frac{1}{|Z_r|} \right)}_{(a_5 + a_6)} \\
Y_{ps} &= \frac{a_2 - a_1}{a_5 + a_6} - \frac{(Z_{21} - Z_{12})(Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})}{(a_5 + a_6)(|Z_n||Z_r|)}
\end{aligned} \tag{III.38}$$

$$\begin{aligned}
|Y_{mn}| &= \frac{\overbrace{Z_{n11}Z_{n22} - Z_{n12}Z_{n21}}^{|Z_n|}}{|Z_n|^2} + Y_{ps} \left(\frac{Z_{n11} + Z_{n22} - Z_{n21} - Z_{n12}}{|Z_n|} \right) + \\
&\quad + Y_{pg} \frac{Z_{n11}}{|Z_n|} + Y_{pd} \frac{Z_{n22}}{|Z_n|} - Y_{ps}^2 + (Y_{pg} + Y_{ps})(Y_{pd} + Y_{ps}) \\
|Y_{mr}| &= \frac{\overbrace{Z_{r11}Z_{r22} - Z_{r12}Z_{r21}}^{|Z_r|}}{|Z_r|^2} + Y_{ps} \left(\frac{Z_{r11} + Z_{r22} - Z_{r21} - Z_{r12}}{|Z_r|} \right) + \\
&\quad + Y_{pg} \frac{Z_{r11}}{|Z_r|} + Y_{pd} \frac{Z_{r22}}{|Z_r|} - Y_{ps}^2 + (Y_{pg} + Y_{ps})(Y_{pd} + Y_{ps}) \\
a_1 &= \frac{Z_{n12}Z_{r12}}{|Z_n||Z_r|} + \left(\frac{Z_{n12}}{|Z_n|} + \frac{Z_{r12}}{|Z_r|} \right) Y_{ps} + Y_{ps}^2 \\
a_2 &= \frac{Z_{n21}Z_{r11}}{|Z_n||Z_r|} + \left(\frac{Z_{n21}}{|Z_n|} + \frac{Z_{r21}}{|Z_r|} \right) Y_{ps} + Y_{ps}^2 \\
a_3 &= \frac{Z_{n11}Z_{r22}}{|Z_n||Z_r|} + \left(\frac{Z_{n11}}{|Z_n|} + \frac{Z_{r22}}{|Z_r|} \right) Y_{ps} + \\
&\quad + Y_{pd} \frac{Z_{r22}}{|Z_r|} + Y_{pg} \frac{Z_{n11}}{|Z_n|} + (Y_{pg} + Y_{ps})(Y_{pd} + Y_{ps}) \\
a_4 &= \frac{Z_{n22}Z_{r11}}{|Z_n||Z_r|} + \left(\frac{Z_{n22}}{|Z_n|} + \frac{Z_{r11}}{|Z_r|} \right) Y_{ps} + \\
&\quad + Y_{pd} \frac{Z_{n22}}{|Z_n|} + Y_{pg} \frac{Z_{r11}}{|Z_r|} + (Y_{pg} + Y_{ps})(Y_{pd} + Y_{ps})
\end{aligned}$$

Nous faisons la notation suivante : $X = |Y_{mn}| + |Y_{mr}| + a_1 + a_2 - a_3 - a_4 \Rightarrow$

$$\begin{aligned}
X &= \frac{1}{|Z_n|} + \frac{1}{|Z_r|} + \frac{Z_{n12}Z_{r12} + Z_{n21}Z_{r21} - Z_{n11}Z_{r22} - Z_{n22}Z_{r11}}{|Z_n||Z_r|} \\
&= \frac{Z_{r11}Z_{r22} - Z_{r12}Z_{r21} + Z_{n11}Z_{n22} - Z_{n12}Z_{n21} - Z_{n12}Z_{r12}}{|Z_n||Z_r|} + \\
&\quad + \frac{Z_{n21}Z_{r21} - Z_{n11}Z_{r22} - Z_{n22}Z_{r11}}{|Z_n||Z_r|}
\end{aligned}$$

$$Z_{n22} = Z_{r22} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}
X &= \frac{Z_{n12}Z_{r21} + Z_{n21}Z_{r21} - Z_{r12}Z_{r21} - Z_{n12}Z_{n21}}{|Z_n||Z_r|} \\
&= \frac{Z_{n12}(Z_{r12} - Z_{n21}) + Z_{r21}(Z_{n21} - Z_{12})}{|Z_n||Z_r|} \\
&= \frac{(Z_{r12} - Z_{n21})(Z_{n12} - Z_{r21})}{|Z_n||Z_r|}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_5 a_6 &= \frac{(Z_{21} - Z_{12})(Z_{12} - Z_{21})}{|Z_n||Z_r|} \\
X a_5 a_6 &= \frac{(Z_{21} - Z_{12})^2}{(|Z_n||Z_r|)^2} (Z_{r12} - Z_{n21})(Z_{r21} - Z_{n12})
\end{aligned} \tag{III.39}$$

Avec l'équation III.39 et les identités suivantes :

$$Z_{r12} - Z_{n21} = Z_{22} - Z_{12} - Z_{21} \tag{III.40}$$

$$Z_{r21} - Z_{n12} = Z_{22} - Z_{12} - Z_{21} \tag{III.41}$$

nous obtenons b_1

$$b_1 = \frac{(Z_{21} - Z_{12})^2 (Z_{22} - Z_{12} - Z_{21})^2}{(|Z_n||Z_r|)^2} \tag{III.42}$$

Avec b_1 dans III.38 \Rightarrow

$$\boxed{Y_{ps} = \frac{a_2 - a_1 \pm \sqrt{b_1}}{a_5 \div a_6}} \tag{III.43}$$

Annexe IV

Programmes *MATLAB* utilisés lors de l'extraction des éléments parasites du transistor

capacite.m

```
% Ce programme calcule les valeurs des capacités parasites du modèle  
% électrique du transistor.  
  
clear;  
line_1=24780e-6;  
delta1=10400e-6;  
delta2=10400e-6;  
Z0=50;  
  
source_n=input('CITIfile Name, Normal Bias:', 's');  
Sm_n=read_citifile(source_n);  
  
source_r=input('CITIfile Name, Reverse Bias:', 's');  
Sm_r=read_citifile(source_r);  
  
thru=input('THRUfile name:', 's');  
Sthru=read_citifile(thru);  
  
source_v=input('CITIfile Name, VIAS:', 's');  
thru_v=input('THRUfile name, VIAS:', 's');  
  
St_n=shift(Sm_n, Sthru, line_1, delta1, delta2);  
St_r=shift(Sm_r, Sthru, line_1, delta1, delta2);  
St_n_ext=vias_cut(St_n, source_v, thru_v, Z0);  
St_r_ext=vias_cut(St_r, source_v, thru_v, Z0);  
  
Ymn=StoY(St_n_ext, Z0);  
Ymr=StoY(St_r_ext, Z0);  
  
[l, c]=size(Ymn);  
  
det_Ymn=Ymn(1:l, 2) .* Ymn(1:l, 5) - Ymn(1:l, 3) .* Ymn(1:l, 4);  
det_Ymr=Ymr(1:l, 2) .* Ymr(1:l, 5) - Ymr(1:l, 3) .* Ymr(1:l, 4);  
a1=Ymn(1:l, 4) .* Ymr(1:l, 4);
```

```

a2=Ymn(1:1,3).*Ymr(1:1,3);
a3=Ymn(1:1,5).*Ymr(1:1,2);
a4=Ymn(1:1,2).*Ymr(1:1,5);
a5=Ymn(1:1,4)-Ymn(1:1,3);
a6=Ymr(1:1,4)-Ymr(1:1,3);
b1=a5.*a6.*(det_Ymn+det_Ymr+a1+a2-a3-a4);

Yps1=(a2-a1+sqrt(b1))./(a5+a6);
Yps2=(a2-a1-sqrt(b1))./(a5+a6);

Ypg1=(Ymr(1:1,2).*a5+a6.*Ymn(1:1,2))./(a5+a6)-Yps1;
Ypg2=(Ymr(1:1,2).*a5+a6.*Ymn(1:1,2))./(a5+a6)-Yps2;

Ypd=(Ymr(1:1,5).*a5+a6.*Ymn(1:1,5)-a2+a1)./(a5+a6);

Cpd=imag(Ypd)./(2*pi*Ymn(1:1,1));

Cpg1=imag(Ypg1)./(2*pi*Ymn(1:1,1));
Cpg2=imag(Ypg2)./(2*pi*Ymn(1:1,1));

Cps1=imag(Yps1)./(2*pi*Ymn(1:1,1));
Cps2=imag(Yps2)./(2*pi*Ymn(1:1,1));

figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(Ymn(1:1,1),Cpd);
text(Ymn(1,1),Cpd(1),'Cpd');
grid;
title('Extrinsic Capacitances, Choice 1');
xlabel('Frequence');
ylabel('Capacitance ');
hold on;

plot(Ymn(1:1,1), Cpg1,'k-.');
text(Ymn(1,1),Cpg1(1),'Cpg');
plot(Ymn(1:1,1), Cps1,'r--');
text(Ymn(1,1),Cps1(1),'Cps');
hold off;

subplot(2,1,2);
plot(Ymn(1:1,1),Cpd)

```

```

text(Ymn(1,1),Cpd(1),'Cpd');
grid;
title('Extrinsic Capacitances, Choice 2');
xlabel('Frequency');
ylabel('Capacitance ');
hold on;

plot(Ymn(1:1,1), Cpg2,'k-.');
text(Ymn(1,1),Cpg2(1),'Cpg');
plot(Ymn(1:1,1), Cps2,'r--');
text(Ymn(1,1),Cps2(1),'Cps');
hold off;
zoom on;

choice1=input('Which values of capacitances you want to use...
              Choice 1 or 2:');
choice2=input('Highest frequency:');

n=1;
cpd=0;
cpg=0;
cps=0;
if choice1==1,
    while (Ymn(n,1)~=choice2),
        cpd=cpd+Cpd(n);
        cpg=cpg+Cpg1(n);
        cps=cps+Cps1(n);
        n=n+1;
    end
else
    while (Ymn(n,1)~=choice2),
        cpd=cpd+Cpd(n);
        cpg=cpg+Cpg2(n);
        cps=cps+Cps2(n);
        n=n+1;
    end
end
cpd=cpd/(n-1)
cpg=cpg/(n-1)
cps=cps/(n-1)

```

coldL.m

```

% Ce programme lit les resultats des mesures et calcule les inductances parasites
%  $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$ 
clear;
line_1=24780e-6;
delta1=10400e-6;
delta2=10400e-6;

Z0=50;

source=input('CITIfile Name, Cold:', 's');
Sm=read_citifile(source);

thru=input('THRUfile name:', 's');
Sthru=read_citifile(thru);

source_v=input('CITIfile Name, VIAS:', 's');
thru_v=input('THRUfile name, VIAS:', 's');

St=shift(Sm, Sthru, line_1, delta1, delta2);

St_ext=vias_cut(St, source_v, thru_v, Z0);

Zext=StoZ(St_ext, Z0);

L_s=(imag(Zext(1:1,3))+imag(Zext(1:1,4)))/(4*pi*Zext(1:1,1) );
L_g=imag(Zext(1:1,2))/(2*pi*Zext(1:1,1) );
L_d=imag(Zext(1:1,5))/(2*pi*Zext(1:1,1) );

Ls=median(L_s)
Lg=median(L_g)
Ld=median(L_d)

```


shift.m

```

% Cette fonction lit les paramètres S obtenus dans le plan de référence 1-1'
% et les longueurs des lignes de transmission utilisées lors des mesures.
% Cette fonction retourne les paramètres S dans le plan de référence du
% transistor.

function [St]=shift(Sm,Sthru,line_1,delta1,delta2)

[l,c]=size(Sm);
n=0;
alpha=-0.5*(log(abs(Sthru(1:1,3)))+log(abs(Sthru(1:1,4))))/line_1;
beta(1)=-0.5*(angle(Sthru(1,3))+angle(Sthru(1,4)))/line_1;

for index=2:l,
prec=sign(angle(Sthru(index-1,3)));
actual=sign(angle(Sthru(index,3)));
if (prec==-1) & (actual==+1),
    n=n+1;
end
beta(index)=- ( 0.5*(angle(Sthru(index,3)) +..
angle(Sthru(index,4)) )-n*2*pi) /line_1;
end

St(1:1,1)=Sm(1:1,1);
St(1:1,2)=Sm(1:1,2).*exp(2*delta1*(alpha+j*beta'));
St(1:1,3)=Sm(1:1,3).*exp((delta1+delta2)*(alpha+j*beta'));
St(1:1,4)=Sm(1:1,4).*exp((delta1+delta2)*(alpha+j*beta'));
St(1:1,5)=Sm(1:1,5).*exp(2*delta2*(alpha+j*beta'));
return;

```

vias_cut.m

```

% Cette fonction soustrait l'effet des vias hole des paramètres S mesurés
% dans le plan de référence du transistor.

function [Sextrinsic]=vias_cut(St,source_v,thru_v,Z0);

[l,c]=size(St);
delta_1=10400e-6;
line_1_v=20800e-6;

Sm_v=read_citifile(source_v);
Sm_v=[Sm_v zeros(1,3)];
Sthru_v=read_citifile(thru_v);

```

```
St_v=shift(Sm_v,Sthru_v,line_1_v,delta1,0);

Zvias=StoZ(St_v,Z0);
Zvias(1:1,3)=Zvias(1:1,2);
Zvias(1:1,4)=Zvias(1:1,2);
Zvias(1:1,5)=Zvias(1:1,2);

Zt=StoZ(St,Z0);
Zextrinsic=Zt-Zvias;
Zextrinsic(1:1,1)=St(1:1,1);
Sextrinsic=ZtoS(Zextrinsic,Z0);
return
```

read_citifile.m

```
% Cette fonction lit un fichier de données en format CITIfile de MDS et
% retourne une matrice contenant les paramètres S a chaque fréquence.

function[S]=read_citifile(source)
format long e;

S=[];
f_source=0;
nb_points=0;
nb_vectors=0;
v_indep=[];
index_c=0;

[f_source,err_mess]=fopen(source,'r');
if f_source==-1
    disp(err_mess)
end

while feof(f_source)==0
    temp_l=upper(fgets(f_source));

    if ~isempty(findstr(temp_l,'VAR')) & isempty(findstr(temp_l,'LIST'))
        nb_points=str2num(strrep(temp_l,'VAR FREQ MAG ',''));
    end

    if ~isempty(findstr(temp_l,'DATA')) & isempty(findstr(temp_l,'NAME')),
        nb_vectors=nb_vectors+1;
    end

    if ~isempty(findstr(temp_l,'SEG_LIST_BEGIN'))
        temp_l=fgets(f_source);
        x=str2num(strrep(temp_l,'SEG',''));
        v_indep=x(1):(x(2)-x(1))/(x(3)-1):x(2);
        temp_l=fgets(f_source);
    end

    if ~isempty(findstr(temp_l,'VAR_LIST_BEGIN'))
        temp_l=fgets(f_source);
        while isempty(findstr(temp_l,'VAR_LIST_END')),
            v_indep=[v_indep str2num(temp_l)];
            temp_l=fgets(f_source);
        end
    end
end
```

```

        end
    end

    if ~isempty(findstr(temp_1,'BEGIN'))
        if index_c==0,
            S_vect=zeros(nb_points,nb_vectors);
            end
        index_c=index_c+1;
        index_l=1;
        temp_1=fgetl(f_source);
        while isempty(findstr(temp_1,'END')),
            x=strrep(temp_1,',',' ');
            a=sscanf(x,'%e',[2]);
            S_vect(index_l,index_c)=a(1)+j*a(2);
            index_l=index_l+1;
            temp_1=fgetl(f_source);
        end
    end
end

if isempty(v_indep),
    S=[zeros(nb_points,1) S_vect];
else
    S=[v_indep' S_vect];
end

fclose(f_source);

return;

```

StoY.m

```

% Cette fonction fait la transformation des paramètres S en
% paramètres Y.
function[Y]=StoY(A,Z0)

dim=size(A);
lignes=dim(1);
Y=zeros(dim);

S11=A(1:lignes,2);
S21=A(1:lignes,3);

```

```

S12=A(1:lignes,4);
S22=A(1:lignes,5);

D6=(1+S11).*(1+S22)-(S21.*S12);

Y(1:lignes,1)=A(1:lignes,1);
Y(1:lignes,2)=((1-S11).*(1+S22)+(S21.*S12))./D6./Z0;
Y(1:lignes,3)=-2.*S21./D6./Z0;
Y(1:lignes,4)=-2.*S12./D6./Z0;
Y(1:lignes,5)=((1+S11).*(1-S22)+(S21.*S12))./D6./Z0;

return;

```

StoZ.m

```

% Cette fonction fait la transformation des paramètres S en
% paramètres Z.
function[Z]=StoZ(A,Z0);

```

```

dim=size(A);
lignes=dim(1);
Z=zeros(dim);

S11=A(1:lignes,2);
S21=A(1:lignes,3);
S12=A(1:lignes,4);
S22=A(1:lignes,5);

D5=(1-S11).*(1-S22)-(S21.*S12);

Z(1:lignes,1)=A(1:lignes,1);
Z(1:lignes,2)=((1+S11).*(1-S22)+(S21.*S12))./D5.*Z0;
Z(1:lignes,3)=2.*S21./D5.*Z0;
Z(1:lignes,4)=2.*S12./D5.*Z0;
Z(1:lignes,5)=((1-S11).*(1+S22)+(S21.*S12))./D5.*Z0;
return

```

ZtoS.m

```

% Cette fonction fait la transformation des paramètres Z en
% paramètres S.
function[S]=ZtoS(A,Z0)

dim=size(A);

```

```

lignes=dim(1);
S=zeros(dim);

Z11=A(1:lignes,2)/Z0;
Z21=A(1:lignes,3)/Z0;
Z12=A(1:lignes,4)/Z0;
Z22=A(1:lignes,5)/Z0;

D1=(1+Z11).*(1+Z22)-(Z21.*Z12);

S(1:lignes,1)=A(1:lignes,1);
S(1:lignes,2)=((Z11-1).*(1+Z22)-(Z21.*Z12))./D1;
S(1:lignes,3)=2.*Z21./D1;
S(1:lignes,4)=2.*Z12./D1;
S(1:lignes,5)=((1+Z11).*(Z22-1)-(Z21.*Z12))./D1;
return;

```

YtoS.m

% Cette fonction fait la transformation des paramètres Y en
% paramètres S.

```

function[S]=YtoS(A,Z0)

dim=size(A);
lignes=dim(1);
S=zeros(dim);

Y11=A(1:lignes,2)*Z0;
Y21=A(1:lignes,3)*Z0;
Y12=A(1:lignes,4)*Z0;
Y22=A(1:lignes,5)*Z0;

D2=(1+Y11).*(1+Y22)-(Y21.*Y12);

S(1:lignes,1)=A(1:lignes,1);
S(1:lignes,2)=((1-Y11).*(1+Y22)+(Y21.*Y12))./D2;
S(1:lignes,3)=-2.*Y21./D2;
S(1:lignes,4)=-2.*Y12./D2;
S(1:lignes,5)=((1+Y11).*(1-Y22)+(Y21.*Y12))./D2;

return;

```